

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-170117
(43)Date of publication of application : 04.07.1995

(51)Int.CI.

H01Q 3/34

(21)Application number : 06-203258

(71)Applicant : ATR KOUDENPA TSUSHIN
KENKYUSHO:KK

(22)Date of filing : 29.08.1994

(72)Inventor : MIURA TATSU
CHIBA ISAMU
TANAKA TOYOHISA
KARASAWA YOSHIO

(30)Priority

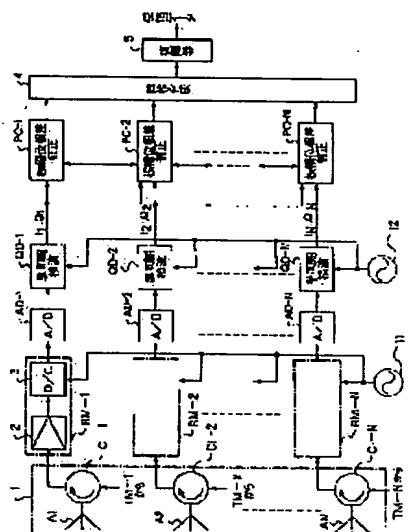
Priority number : 05262297 Priority date : 20.10.1993 Priority country : JP

(54) METHOD FOR CONTROLLING ARRAY ANTENNA AND ITS CONTROLLER

(57)Abstract:

PURPOSE: To hold and track an arrived beam stably at a high speed even when the S/N of each antenna element is comparatively low by providing plural numbers of quasi-synchronization detection circuits and amplitude phase difference correction circuits respectively to the controller.

CONSTITUTION: A down-converter 3 in a reception module RM-i uses a signal from an oscillator 11 to convert a received signal and the converted signal is fed to a quasi-synchronization detection circuit QD-i via an A/D converter AD-i. The circuit DQ-i uses a signal from an oscillator 12 to apply quasi-synchronization detection to an intermediate frequency signal after A/D conversion to obtain orthogonal base band signals I_i, Q_i and they are fed to an amplitude phase difference correction circuit PC-i and its adjacent circuit PC-(i+1). The circuit PC-i uses signals I_{i-1}, Q_{i-1} relating to an antenna element A-(i-1) adjacent the signals I_i, Q_i to calculate a phase difference estimate value among adjacent antenna elements and a reception signal intensity in each of antenna elements A₁-A_N and applies amplitude phase correction processing to the element A_i. The base band signals are synthesized in phase by an in-phase synthesis circuit 4.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 27.04.1995

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3017400

[Date of registration] 24.12.1999

- [Number of appeal against examiner's decision of rejection]
- [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
- [Date of extinction of right]

Copyright (C) 1998,2000 Japanese Patent Office

(51)Int.Cl.⁶
H 0 1 Q 3/34

識別記号 庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数18 O L (全35頁)

(21)出願番号 特願平6-203258

(71)出願人 000127662

株式会社エイ・ティ・アール光電波通信研究所
京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地

(22)出願日 平成6年(1994)8月29日

(72)発明者 三浦 龍

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波
通信研究所内

(31)優先権主張番号 特願平5-262297

(74)代理人 弁理士 青山 葵 (外2名)

(32)優先日 平5(1993)10月20日

(33)優先権主張国 日本 (J P)

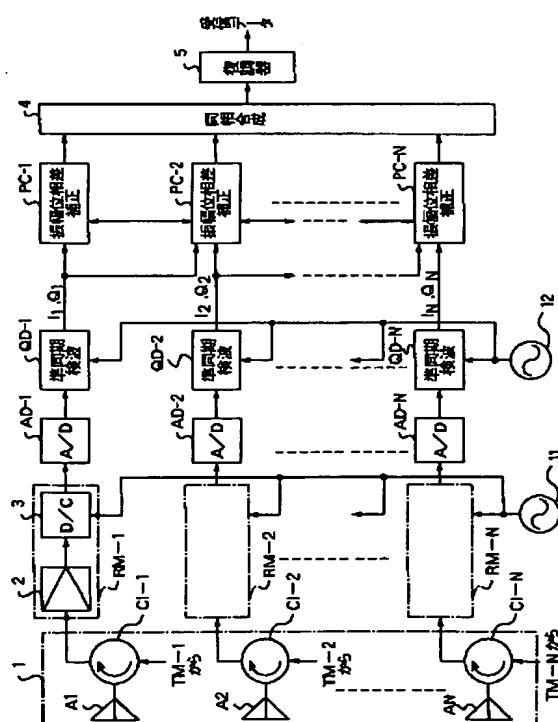
最終頁に続く

(54)【発明の名称】アーレーアンテナの制御方法及び制御装置

(57)【要約】

【目的】各アンテナ素子毎の受信信号対雑音電力比が比較的低い状態でも高速かつ安定に、機械的な駆動を行わずに、またセンサを用いず到来ビームの捕捉追尾を行うことのできるアーレーアンテナの制御方法及び制御装置を提供する。

【構成】複数のアンテナ素子からなるアーレーアンテナの各アンテナ素子で受信された複数の受信信号を直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換し、各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する第2の軸上の第2のデータとそれらの位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する第2の軸と直交する第1の軸上の第1のデータとを用いて同相化のための変換行列を表し、計算された第1のデータと第2のデータを所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、計算された変換行列を用いて各2つのアンテナ素子間の受信信号を同相化したて複数の受信信号を同相合成する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の配置形状で近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアーラーアンテナを制御するためのアーラーアンテナの制御方法において、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各 2 つの直交ベースバンド信号に変換し、上記複数のアンテナ素子のうち各 2 つのアンテナ素子間の受信信号の同相化のための変換行列をそれぞれ、互いに直交する所定の第 1 の軸と第 2 の軸とを用いて、上記各 2 つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する上記第 2 の軸上の第 2 のデータと上記各 2 つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する上記第 1 の軸上の第 1 のデータとを用いた 2×2 の変換行列で表し、上記変換された各 2 つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第 1 のデータと上記第 2 のデータとを計算し、上記計算された第 1 のデータと第 2 のデータとをそれぞれ所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、上記ろ波された第 1 のデータと上記ろ波された第 2 のデータとに基づいて上記変換行列の要素を計算し、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて、上記各 2 つのアンテナ素子間の受信信号を同相化し、上記同相化された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力することを特徴とするアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 2】 上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力するときに、上記ろ波された第 1 のデータと上記ろ波された第 2 のデータとに基づいて上記複数の受信信号が同相となるような各補正位相量を計算し、上記計算された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相し、上記移相された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力することを特徴とする請求項 1 記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 3】 上記アーラーアンテナの配置形状に基づいて、上記計算された補正位相量を上記配置形状の面に回帰させるように上記計算された補正位相量を回帰補正し、上記回帰補正された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相することを特徴とする請求項 2 記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 4】 上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力するときに、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の信号のうちの各 2 つの受信信号のうちの 1 つの受信信号を他方の受信信号に同相となるように変換し、上記変換しない受信信号と上記変換した受信信号との組である各 2 つの受信信号を同相合成し、上記計算、変換及び同相合成の処理を上記同相合成後の受信信号が 1 つになるまで繰り返すことにより、同相合成された 1 つの受信信号を出力することを特徴とする請求項 1 記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 5】 上記変換された各 2 つの直交ベースバン

ド信号に基づいて上記第 1 のデータと上記第 2 のデータとを計算する直前に、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数個のビームの各主ビームの方向と、上記受信信号の受信周波数に基づいて、上記複数個のビーム電界値を演算して上記各ビーム電界値をそれぞれ有する複数のビーム信号を出力し、上記出力した複数のビーム信号の中で最大のビーム電界値を有するビーム信号を含むより大きなビーム電界値を有する所定数のビーム信号を選択し、上記最大のビーム電界値を有するビーム信号を基準の受信信号とし、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記基準の受信信号に他の選択された複数の受信信号を同相化し、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力することを特徴とする請求項 1 記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 6】 上記同相合成する直前に、上記複数の受信信号の信号レベルにそれぞれ比例する複数の利得でそれぞれ上記複数の受信信号を增幅することによって振幅補正することを特徴とする請求項 1 乃至 5 のうちの 1 つに記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 7】 上記第 1 のデータと上記第 2 のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の受信信号のうちの所定の 1 つの受信信号を除く他の複数の受信信号を上記所定の 1 つの受信信号に同相化し、上記所定の 1 つの受信信号と上記同相化された複数の受信信号とを同相合成して受信信号を出力することを特徴とする請求項 1 に記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 8】 上記第 1 のデータと上記第 2 のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて、各 2 つの受信信号を同相化することを特徴とする請求項 4 又は 5 に記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 9】 送信信号を複数の送信信号に同相分配し、上記複数の送信信号を、上記計算された各補正位相量又は上記回帰補正された各補正位相量だけ移相してそれぞれ上記複数のアンテナ素子から送信することを特徴とする請求項 1 乃至 8 のうちの 1 つに記載のアーラーアンテナの制御方法。

【請求項 10】 所定の配置形状で近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアーラーアンテナを制御するためのアーラーアンテナの制御装置において、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各 2 つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタを備え、上

記複数のアンテナ素子のうち各2つのアンテナ素子間の受信信号の同相化のための変換行列をそれぞれ、互いに直交する所定の第1の軸と第2の軸とを用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する上記第2の軸上の第2のデータと上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する上記第1の軸上の第1のデータとを用いた 2×2 の変換行列で表し、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算し、上記計算された第1のデータと第2のデータとをそれぞれ所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとにに基づいて上記変換行列の要素を計算し、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号を同相化する同相化手段と、

上記同相化手段によって同相化された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する合成手段とを備えたことを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項11】 上記合成手段は、

上記同相化手段によってそれぞれろ波された第1のデータと第2のデータとにに基づいて上記複数の受信信号が同相となるような各補正位相量を計算する第1の計算手段と、

上記第1の計算手段によって計算された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相する第1の移相手段と、
上記第1の移相手段によって移相された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する第1の同相合成手段とを備えたことを特徴とする請求項10記載のアレーアンテナの制御装置。

【請求項12】 上記合成手段は、

上記アレーアンテナの配置形状に基づいて、上記計算手段によって計算された補正位相量を上記配置形状の面に回帰させるように上記計算された補正位相量を回帰補正する補正手段をさらに備え、

上記第1の移相手段は、上記補正手段によって回帰補正された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相することを特徴とする請求項1記載のアレーアンテナの制御装置。

【請求項13】 上記合成手段は、

上記同相化手段によって計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の信号のうちの各2つの受信信号のうちの1つの受信信号を他方の受信信号に同相となるように変換する同相変換手段と、

上記同相変換手段によって上記変換しない受信信号と上記変換した受信信号との組である各2つの受信信号を同相合成する第2の同相合成手段と、

上記同相変換手段と上記第2の同相合成手段との処理を

上記同相合成後の受信信号が1つになるまで繰り返すことにより、同相合成された1つの受信信号を出力する制御手段とを備えたことを特徴とする請求項10記載のアレーアンテナの制御装置。

【請求項14】 上記アレーアンテナの制御装置は、上記変換手段と上記同相化手段との間に設けられ、上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数個のビームの各主ビームの方向と、上記受信信号の受信周波数に基づいて、上記複数個のビーム電界値を演算して上記各ビーム電界値をそれぞれ有する複数のビーム信号を出力するマルチビーム形成手段と、

上記変換手段と上記同相化手段との間に設けられ、上記マルチビーム形成手段によって出力された複数のビーム信号の中で最大のビーム電界値を有するビーム信号を含むより大きなビーム電界値を有する所定数のビーム信号を選択し、上記最大のビーム電界値を有するビーム信号を基準の受信信号とするビーム選択手段とを備え、

上記同相化手段は、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記基準の受信信号に他の選択された複数の受信信号を同相化することを特徴とする請求項10記載のアレーアンテナの制御装置。

【請求項15】 上記アレーアンテナの制御装置は、上記合成手段の直前の段に設けられ、上記複数の受信信号の信号レベルにそれぞれ比例する複数の利得でそれぞれ上記複数の受信信号を增幅することによって振幅補正する振幅補正手段をさらに備えたことを特徴とする請求項10乃至14のうちの1つに記載のアレーアンテナの制御装置。

【請求項16】 上記同相化手段は、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の受信信号のうちの所定の1つの受信信号を除く他の複数の受信信号を上記所定の1つの受信信号に同相化することを特徴とする請求項10に記載のアレーアンテナの制御装置。

【請求項17】 上記同相化手段は、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて、各2つの受信信号を同相化することを特徴とする請求項13又は14に記載のアレーアンテナの制御装置。

【請求項18】 上記アレーアンテナの制御装置は、送信信号を複数の送信信号に同相分配する分配手段と、上記複数の送信信号を、上記計算手段によって計算された各補正位相量又は上記補正手段によって回帰補正された各補正位相量だけ移相する送信移相手段と、上記送信移相手段によって移相された複数の送信信号をそれぞれ上記複数のアンテナ素子から送信する送信手段

とをさらに備えたことを特徴とする請求項10乃至17のうちの1つに記載のアーレーアンテナの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、アーレーアンテナの制御方法及び制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、車両等に搭載し静止衛星の方向を自動的に追尾する衛星通信用のフェーズドアーレーアンテナ（以下、第1の従来例という。）が郵政省通信総合研究所によって試作されている。この第1の従来例のアンテナは、19個のマイクロストリップアンテナ素子で構成され、1素子を除く各素子毎に1個ずつ計18個のマイクロ波移相器を備え、機械駆動せずに電気的にビームの方向を走査する。ここで、アンテナの指向性を制御し、到来ビームの方向を追尾するためのセンサーとして、地磁気の方向を検出し予め既知である車両から見た静止衛星の方向を計算するための磁気センサー、並びに車両の回転角速度を検出して精度よくビームの方向を一定に保つための光ファイバジャイロを備えている。これら2つのセンサーを組み合せることにより、到来ビームの有無に関わらず、ある一定の方向にアンテナ指向性を向け、車両が移動しても常に同じ方向にその指向性を保持するように構成されている。

【0003】また、デジタル位相変調を用いた衛星通信用のデジタルビームフォーミングアンテナ用として、到来ビーム捕捉追尾のための位相検出方法（以下、第2の従来例という。）が本出願人によって提案されている。この第2の従来例の方法は、アーレーアンテナの各アンテナ素子毎にコスタスループを用いた搬送波再生回路を備え、全ての素子で同相となるように電圧制御発振器（VCO）の位相を制御し、同相合成してアーレー出力を得る方法である。この方法はまた、各素子毎に搬送波再生回路で位相不確定を生じそのまま合成すると大きな電力損失が発生するため、各素子毎のベースバンド出力から引き込み位相の検出を行い、これをもとに位相補正量を計算し、上記同相合成に先立ち移相器により位相不確定の補正を行っている。この第2の従来例の方法では受信される信号が位相変調波であればアンテナの指向性は自動的に到来ビームの方向へ向くことになり、到来ビームの方向を知るための特別なセンサは必要としていない。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】上記第1の従来例のフェーズドアーレーアンテナの場合、衛星方向にアンテナの指向性を向けるために絶対方位の検出ができる磁気センサを用いているが、車両などの場合車体が金属でできているため多くの場合帯磁しており、これがアンテナの指向方向の誤差の原因となる。これを回避するためには磁気を帯びた構造物などのない広い場所で360度回転し

て得られる磁気データにより較正を行う必要がある。またうまく較正できて衛星方向を捕捉し、追尾ができたとしても、地磁気は周囲の建物や他の車両等により乱されることが多く、磁気センサのみで到来ビーム方向を追尾することは困難である。このため、衛星方向の捕捉後は主として光ファイバジャイロのデータをもとにして追尾を行うが、光ファイバジャイロは磁気センサのように絶対方位を検出するのではなく角速度のみを検出するため、方位角の誤差が蓄積される。これを防止するため、ある周期で磁気センサの情報をもとに光ファイバジャイロを較正する方法を採用しているが、制御アルゴリズムは複雑となり精度のよい制御アルゴリズムはまだ開発されていないのが現状である。

【0005】上記第1の従来例のフェーズドアーレーアンテナはまた、到来ビームの有無にかかわらず信号源の方向が既知であればその方向にビームを向けることができるが、信号源の方向が未知の場合又は低軌道周回衛星など信号源自体が移動してしまう場合にはその動きが全て予測可能な場合を除き、追尾不可能である。以上のように方位センサを使う捕捉追尾方法は構成が複雑になるとともに性能が限定されるという問題点があった。

【0006】また、上記第2の従来例の位相検出方法の場合、各アンテナ素子毎に搬送波再生を行うことにより指向性を形成するため、上記第1の従来例のフェーズドアーレーアンテナに設けられる方位センサは必要とせず、複雑な制御アルゴリズムも不要であるという特徴を有するが、搬送波再生回路に閉ループにより位相の同期追尾を行うコスタスループ回路を用いているため、到来ビームの初期捕捉は収束にある程度の時間がかかるという問題点があった。特に、アンテナを車両等の移動体に搭載して衛星通信を行う場合、木や建物等による信号の瞬断が頻繁に発生するため、受信データの数シンボル程度で高速に初期捕捉を行う必要がある。

【0007】上記第2の従来例の位相検出方法はまた、アーレーアンテナのアンテナ素子数が多い場合、1素子当たりの受信信号対雑音電力比は低くなるため、各素子毎に位相のサイクルスリップが生じて搬送波再生は困難となりアーレーアンテナの利得が生かされないという問題点があった。

【0008】本発明の目的は以上の問題点を解決し、各アンテナ素子毎の受信信号対雑音電力比が比較的低い状態でも高速かつ安定に、機械的な駆動を行わずに、また方位センサ等のセンサを用いず到来ビームの捕捉追尾を行うことのできるアーレーアンテナの制御方法及び制御装置を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明に係る請求項1記載のアーレーアンテナの制御方法は、所定の配置形状で近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアーレーアンテナを制御するためのアーレーアンテナの制御方法にお

いて、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換し、上記複数のアンテナ素子のうち各2つのアンテナ素子間の受信信号の同相化のための変換行列をそれぞれ、互いに直交する所定の第1の軸と第2の軸とを用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する上記第2の軸上の第2のデータと上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する上記第1の軸上の第1のデータとを用いた 2×2 の変換行列で表し、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算し、上記計算された第1のデータと第2のデータとをそれぞれ所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとに基づいて上記変換行列の要素を計算し、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号を同相化し、上記同相化された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力することを特徴とする。

【0010】また、請求項2記載のアーラーアンテナの制御方法は、請求項1記載のアーラーアンテナの制御方法において、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力するときに、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとに基づいて上記複数の受信信号が同相となるような各補正位相量を計算し、上記計算された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相し、上記移相された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力することを特徴とする。さらに、請求項3記載のアーラーアンテナの制御方法は、請求項2記載のアーラーアンテナの制御方法において、上記アーラーアンテナの配置形状に基づいて、上記計算された補正位相量を上記配置形状の面に回帰させるように上記計算された補正位相量を回帰補正し、上記回帰補正された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相することを特徴とする。

【0011】また、請求項4記載のアーラーアンテナの制御方法は、請求項1記載のアーラーアンテナの制御方法において、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力するときに、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の信号のうちの各2つの受信信号のうちの1つの受信信号を他方の受信信号に同相となるように変換し、上記変換しない受信信号と上記変換した受信信号との組である各2つの受信信号を同相合成し、上記計算、変換及び同相合成の処理を上記同相合成後の受信信号が1つになるまで繰り返すことにより、同相合成された1つの受信信号を出力することを特徴とする。

【0012】さらに、請求項5記載のアーラーアンテナの

制御方法は、請求項1記載のアーラーアンテナの制御方法において、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算する直前に、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数個のビームの各主ビームの方向と、上記受信信号の受信周波数に基づいて、上記複数個のビーム電界値を演算して上記各ビーム電界値をそれぞれ有する複数のビーム信号を出力し、上記出力した複数のビーム信号の中で最大のビーム電界値を有するビーム信号を含むより大きなビーム電界値を有する所定数のビーム信号を選択し、上記最大のビーム電界値を有するビーム信号を基準の受信信号とし、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記基準の受信信号に他の選択された複数の受信信号を同相化し、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力することを特徴とする。

【0013】さらに、請求項6記載のアーラーアンテナの制御方法は、請求項1乃至5のうちの1つに記載のアーラーアンテナの制御方法において、上記同相合成する直前に、上記複数の受信信号の信号レベルにそれぞれ比例する複数の利得でそれぞれ上記複数の受信信号を増幅することによって振幅補正することを特徴とする。

【0014】さらに、請求項7記載のアーラーアンテナの制御方法は、請求項1に記載のアーラーアンテナの制御方法において、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の受信信号のうちの所定の1つの受信信号を除く他の複数の受信信号を上記所定の1つの受信信号に同相化し、上記所定の1つの受信信号と上記同相化された複数の受信信号とを同相合成して受信信号を出力することを特徴とする。

【0015】また、請求項8記載のアーラーアンテナの制御方法は、請求項4又は5記載のアーラーアンテナの制御方法において、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて、各2つの受信信号を同相化することを特徴とする。

【0016】さらに、請求項9記載のアーラーアンテナの制御方法は、請求項1乃至8のうちの1つに記載のアーラーアンテナの制御方法において、送信信号を複数の送信信号に同相分配し、上記複数の送信信号を、上記計算された各補正位相量又は上記回帰補正された各補正位相量だけ移相してそれぞれ上記複数のアンテナ素子から送信することを特徴とする。

【0017】本発明に係る請求項10記載のアーラーアンテナの制御装置は、所定の配置形状で近接して並置され

た複数のアンテナ素子からなるアーラーアンテナを制御するためのアーラーアンテナの制御装置において、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する変換手段と、所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタを備え、上記複数のアンテナ素子のうち各2つのアンテナ素子間の受信信号の同相化のための変換行列をそれぞれ、互いに直交する所定の第1の軸と第2の軸とを用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する上記第2の軸上の第2のデータと上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する上記第1の軸上の第1のデータとを用いた 2×2 の変換行列で表し、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算し、上記計算された第1のデータと第2のデータとをそれぞれ所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとに基づいて上記変換行列の要素を計算し、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号を同相化する同相化手段と、上記同相化手段によって同相化された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する合成手段とを備えたことを特徴とする。

【0018】また、請求項11記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項10記載のアーラーアンテナの制御装置において、上記合成手段は、上記同相化手段によってそれら波された第1のデータと第2のデータとに基づいて上記複数の受信信号が同相となるような各補正位相量を計算する第1の計算手段と、上記第1の計算手段によって計算された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相する第1の移相手段と、上記第1の移相手段によって移相された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する第1の同相合成手段とを備えたことを特徴とする。さらに、請求項12記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項11記載のアーラーアンテナの制御装置において、上記合成手段は、上記アーラーアンテナの配置形状に基づいて、上記計算手段によって計算された補正位相量を上記配置形状の面に回帰させるように上記計算された補正位相量を回帰補正する補正手段をさらに備え、上記第1の移相手段は、上記補正手段によって回帰補正された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相することを特徴とする。

【0019】また、請求項13記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項10記載のアーラーアンテナの制御装置において、上記合成手段は、上記同相化手段によって計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の信号のうちの各2つの受信信号のうちの1つの受

信信号を他方の受信信号に同相となるように変換する同相変換手段と、上記同相変換手段によって上記変換しない受信信号と上記変換した受信信号との組である各2つの受信信号を同相合成する第2の同相合成手段と、上記同相変換手段と上記第2の同相合成手段との処理を上記同相合成後の受信信号が1つになるまで繰り返すことにより、同相合成された1つの受信信号を出力する制御手段とを備えたことを特徴とする。

【0020】さらに、請求項14記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項10記載のアーラーアンテナの制御装置において、上記変換手段と上記同相化手段との間に設けられ、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数個のビームの各主ビームの方向と、上記受信信号の受信周波数に基づいて、上記複数個のビーム電界値を演算して上記各ビーム電界値をそれぞれ有する複数のビーム信号を出力するマルチビーム形成手段と、上記変換手段と上記同相化手段との間に設けられ、上記マルチビーム形成手段によって出力された複数のビーム信号の中で最大のビーム電界値を有するビーム信号を含むより大きなビーム電界値を有する所定数のビーム信号を選択し、上記最大のビーム電界値を有するビーム信号を基準の受信信号とするビーム選択手段とを備え、上記同相化手段は、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記基準の受信信号に他の選択された複数の受信信号を同相化することを特徴とする。

【0021】また、請求項15記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項10乃至14のうちの1つに記載のアーラーアンテナの制御装置において、上記合成手段の直前の段に設けられ、上記複数の受信信号の信号レベルにそれぞれ比例する複数の利得でそれぞれ上記複数の受信信号を增幅することによって振幅補正する振幅補正手段をさらに備えたことを特徴とする。

【0022】また、請求項16記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項10に記載のアーラーアンテナの制御装置において、上記同相化手段は、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の受信信号のうちの所定の1つの受信信号を除く他の複数の受信信号を上記所定の1つの受信信号に同相化することを特徴とする。

【0023】また、請求項17記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項13又は14記載のアーラーアンテナの制御装置において、上記同相化手段は、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて、各2つの受信信号を同相化することを特徴とする。

【0024】さらに、請求項18記載のアーラーアンテナの制御装置は、請求項10乃至17のうちの1つに記載のアーラーアンテナの制御装置において、送信信号を複数の送信信号に同相分配する分配手段と、上記複数の送信信号を、上記計算手段によって計算された各補正位相量又は上記補正手段によって回帰補正された各補正位相量だけ移相する送信移相手段と、上記送信移相手段によって移相された複数の送信信号をそれぞれ上記複数のアンテナ素子から送信する送信手段とをさらに備えたことを特徴とする。

【0025】

【作用】請求項1記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する。次いで、上記複数のアンテナ素子のうち各2つのアンテナ素子間の受信信号の同相化のための変換行列をそれぞれ、互いに直交する所定の第1の軸と第2の軸とを用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する上記第2の軸上の第2のデータと上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する上記第1の軸上の第1のデータとを用いた 2×2 の変換行列で表し、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算し、上記計算された第1のデータと第2のデータとをそれぞれ所定の伝達関数を有する雜音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとに基づいて上記変換行列の要素を計算し、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号を同相化する。さらに、上記同相化された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する。

【0026】また、請求項2記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力するときに、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとに基づいて上記複数の受信信号が同相となるような各補正位相量を計算し、上記計算された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相し、上記移相された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する。さらに、請求項3記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記アーラーアンテナの配置形状に基づいて、上記計算された補正位相量を上記配置形状の面に回帰させるように上記計算された補正位相量を回帰補正し、上記回帰補正された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相する。

【0027】また、請求項4記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力するときに、上記計算された変換行列の

要素を含む変換行列を用いて上記複数の信号のうちの各2つの受信信号のうちの1つの受信信号を他方の受信信号に同相となるように変換し、上記変換しない受信信号と上記変換した受信信号との組である各2つの受信信号を同相合成し、上記計算、変換及び同相合成の処理を上記同相合成後の受信信号が1つになるまで繰り返すことにより、同相合成された1つの受信信号を出力する。

【0028】さらに、請求項5記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算する直前に、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数個のビームの各主ビームの方向と、上記受信信号の受信周波数に基づいて、上記複数個のビーム電界値を演算して上記各ビーム電界値をそれぞれ有する複数のビーム信号を出力し、上記出力した複数のビーム信号の中で最大のビーム電界値を有するビーム信号を含むより大きなビーム電界値を有する所定数のビーム信号を選択し、上記最大のビーム電界値を有するビーム信号を基準の受信信号とし、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記基準の受信信号に他の選択された複数の受信信号を同相化し、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する。

【0029】また、請求項6記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記同相合成する直前に、上記複数の受信信号の信号レベルにそれぞれ比例する複数の利得でそれぞれ上記複数の受信信号を增幅することによって振幅補正する。

【0030】さらに、請求項7記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の受信信号のうちの所定の1つの受信信号を除く他の複数の受信信号を上記所定の1つの受信信号に同相化し、上記所定の1つの受信信号と上記同相化された複数の受信信号とを同相合成して受信信号を出力する。

【0031】また、請求項8記載のアーラーアンテナの制御方法においては、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて、各2つの受信信号を同相化する。

【0032】さらに、請求項9記載のアーラーアンテナの制御方法においては、送信信号を複数の送信信号に同相分配し、上記複数の送信信号を、上記計算された各補正位相量又は上記回帰補正された各補正位相量だけ移相してそれぞれ上記複数のアンテナ素子から送信する。

【0033】請求項10記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記変換手段は、上記アーラーアンテナの

各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換する。次いで、上記同相化手段は、上記複数のアンテナ素子のうち各2つのアンテナ素子間の受信信号の同相化のための変換行列をそれぞれ、互いに直交する所定の第1の軸と第2の軸とを用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する上記第2の軸上の第2のデータと上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する上記第1の軸上の第1のデータとを用いた 2×2 の変換行列で表し、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算し、上記計算された第1のデータと第2のデータとをそれぞれ所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとに基づいて上記変換行列の要素を計算し、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号を同相化する。さらに、合成手段は、上記同相化手段によって同相化された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する。

【0034】また、請求項11記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記第1の計算手段は、上記同相化手段によってそれぞれろ波された第1のデータと第2のデータとに基づいて上記複数の受信信号が同相となるような各補正位相量を計算する。次いで、上記第1の移相手段は、上記第1の計算手段によって計算された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相する。さらに、上記第1の同相合成手段は、上記第1の移相手段によって移相された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する。さらに、請求項12記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記補正手段は、上記アーラーアンテナの配置形状に基づいて、上記計算手段によって計算された補正位相量を上記配置形状の面に回帰させるように上記計算された補正位相量を回帰補正する。そして、上記第1の移相手段は、上記補正手段によって回帰補正された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相する。

【0035】また、請求項13記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記同相変換手段は、上記同相化手段によって計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の信号のうちの各2つの受信信号のうちの1つの受信信号を他方の受信信号に同相となるように変換する。次いで、上記同相合成手段は、上記同相変換手段によって上記変換しない受信信号と上記変換した受信信号との組である各2つの受信信号を同相合成する。さらに、上記制御手段は、上記同相変換手段と上記第2の同相合成手段との処理を上記同相合成後の受信信

号が1つになるまで繰り返すことにより、同相合成された1つの受信信号を出力する。

【0036】さらに、請求項14記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記マルチビーム形成手段は、上記アーラーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数個のビームの各主ビームの方向と、上記受信信号の受信周波数とに基づいて、上記複数個のビーム電界値を演算して上記各ビーム電界値をそれぞれ有する複数のビーム信号を出力する。次いで、上記ビーム選択手段は、上記マルチビーム形成手段によって出力された複数のビーム信号の中で最大のビーム電界値を有するビーム信号を含むより大きなビーム電界値を有する所定数のビーム信号を選択し、上記最大のビーム電界値を有するビーム信号を基準の受信信号とする。そして、上記同相化手段は、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記基準の受信信号に他の選択された複数の受信信号を同相化する。

【0037】また、請求項15記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記振幅補正手段は、上記複数の受信信号の信号レベルにそれぞれ比例する複数の利得でそれぞれ上記複数の受信信号を增幅することによって振幅補正する。

【0038】さらに、請求項16記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記同相化手段は、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の受信信号のうちの所定の1つの受信信号を除く他の複数の受信信号を上記所定の1つの受信信号に同相化する。

【0039】また、請求項17記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記同相化手段は、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算し、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて、各2つの受信信号を同相化する。

【0040】さらに、請求項18記載のアーラーアンテナの制御装置においては、上記分配手段は、送信信号を複数の送信信号に同相分配する。次いで、上記送信移相手段は、上記複数の送信信号を、上記計算手段によって計算された各補正位相量又は上記補正手段によって回帰補正された各補正位相量だけ移相する。さらに、上記送信手段は、上記送信移相手段によって移相された複数の送信信号をそれぞれ上記複数のアンテナ素子から送信する。

【0041】

【実施例】以下、図面を参照して本発明に係る実施例について説明する。

<第1の実施例>図1は本発明に係る第1の実施例であ

る通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置の受信部のブロック図である。本実施例の通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置は、所定の間隔で近接して任意の平面又は曲面上に並置された複数N個のアンテナ素子A₁, A₂, …, A_i, …, A_Nからなるアレーアンテナ1の指向性を、デジタル位相変調波又は無変調波などの無線信号波の到来ビームの方向へ高速で向け、その追尾を行う。ここで、特に、本実施例の捕捉追尾装置は、準同期検波回路QD-1乃至QD-Nと、振幅位相差補正回路PC-1乃至PC-Nとを備えたことを特徴としている。

【0042】図1に示すように、アレーアンテナ1は、N個のアンテナ素子A₁乃至A_Nと、送受分離器であるサーチュレータCI-1乃至CI-Nとを備える。また、受信モジュールRM-1乃至RM-Nはそれぞれ、低雑音増幅器2と、第1局発振器11から出力される共通の第1局部発振信号を用いて、受信された無線周波数を有する無線信号を所定の中間周波数を有する中間周波信号に周波数変換するダウンコンバータ(D/C)3とを備える。

【0043】当該捕捉追尾装置の受信部はさらに、N個のA/D変換器AD-1乃至AD-Nと、第2局部発振器12から出力される共通の第2局部発振信号を用いて、A/D変換後の中間周波信号を準同期検波して、互いに直交する2つのベースバンド信号（以下、これら2つのベースバンド信号を直交ベースバンド信号という。）に変換するN個の準同期検波回路QD-1乃至QD-Nと、上記変換された直交ベースバンド信号を用いて隣接アンテナ素子間の位相差推定値と各アンテナ素子A₁乃至A_Nにおける受信信号強度を計算し、各アンテナ素子A₁乃至A_N毎に振幅位相補正処理を実行しすべてのベースバンド信号に重み付けを行って同相にするN個の振幅位相差補正回路PC-1乃至PC-Nと、振幅位相差補正回路PC-1乃至PC-Nからの出力信号を同相合成する同相合成器4と、同相合成器4から出力されるベースバンド信号から所定のベースバンド復調処理により同期検波又は遅延検波を行い、所望のデジタルデータを抽出して受信データとして出力する復調器5とを備える。

【0044】当該受信部において、アレーアンテナ1内の各アンテナ素子A₁乃至A_Nから振幅位相差補正回路PC-1乃至PC-Nまでは、各アンテナ素子の系統毎に、継続接続されている。当該受信部における各アンテナ素子の系統毎の信号処理は同様に実行されるので、アンテナ素子A_iで受信された無線信号波についての処理について述べる。

【0045】アンテナ素子A_iで受信された無線信号波は、サーチュレータCI-iと、受信モジュールRM-i内の低雑音増幅器2とを介してダウンコンバータ3に入力される。受信モジュールRM-i内のダウンコンバ

ータ3は、第1局発振器11から出力される共通の第1局部発振信号を用いて、入力された無線信号を所定の中間周波数を有する中間周波信号に周波数変換して、A/D変換器AD-iを介して準同期検波回路QD-iに出力する。準同期検波回路QD-iは、第2局部発振器12から出力される共通の第2局部発振信号を用いて、入力されたA/D変換後の中間周波信号を準同期検波して2つの直交ベースバンド信号I_i, Q_iに変換して振幅位相差補正回路PC-i及び隣接する振幅位相差補正回路PC-(i+1)に出力する。振幅位相差補正回路PC-iは、入力された直交ベースバンド信号I_i, Q_i及び隣接するアンテナ素子A-(i-1)に関する直交ベースバンド信号I_{i-1}, Q_{i-1}を用いて隣接アンテナ素子間の位相差推定値δc_{i-1}, iと各アンテナ素子A₁乃至A_Nにおける受信信号強度を計算し、上記計算された位相差推定値に基づいてすべてのベースバンド信号が同相になるよう位相差補正（移相）し、かつ上記計算した受信信号強度に比例した増幅利得で重み付けを行うことによってアンテナ素子A_iに関する振幅位相補正処理を実行する。当該処理後のベースバンド信号は同相合成器4に入力される。なお、振幅位相差補正回路PC-iの回路処理については詳細後述する。

【0046】同相合成器4は各振幅位相差補正回路PC-1乃至PC-Nから入力された各ベースバンド信号を各チャンネル毎に同相合成した後、復調器5に出力する。復調器5は、入力されたベースバンド信号から所定のベースバンド復調処理により同期検波又は遅延検波を行い、所望のデジタルデータを抽出して受信データとして出力する。

【0047】図2は、当該捕捉追尾装置の送信部のブロック図である。当該送信部は、図2に示すように、N個の送信モジュールTM-1乃至TM-Nと、N個の直交変調回路QM-1乃至QM-Nと、同相分配器9とを備える。ここで、各直交変調回路QM1乃至QM-Nはそれぞれ、直交変調器6と、送信局部発振器10とを備え、各送信モジュールTM-1乃至TM-Nはそれぞれ、入力された中間周波信号を所定の送信無線周波数を有する送信信号に周波数変換するアップコンバータ(U/C)7と、送信電力増幅器8とを備える。ここで、直交変調回路QM-1乃至QM-N内の各送信局部発振器10は例えば、同一のクロックで駆動されたDDS(Direct Digital Synthesizer)を用いた発振器であって、最小2乗回帰補正部42から入力される位相補正量△φ_{c1}乃至△φ_{cN}に基づいて各位相補正量に対応した位相を有する送信局部発振信号を発生する。

【0048】送信データであるベースバンド信号は同相分配器9に入力された後、同相分配されて各直交変調回路QM-1乃至QM-Nの各直交変調器6に入力される。例えば直交変調回路QM-1内の直交変調器6は、送信局部発振信号を同相分配器9から入力された送信ベ

ースバンド信号に従って、例えばQPSKなどの直交変調した後、直交変調の中間周波信号を、送信モジュールTM-1内のアップコンバータ7と送信電力増幅器8とを介して、送信無線信号として、アレー・アンテナ1内のサーキュレータCI-1に入力される。そして、当該送信無線信号がアンテナ素子A1から送信放射される。さらに、アンテナ素子A2乃至ANに接続される送信部の各系統において同様の信号処理が実行される。

【0049】図3に、図1における振幅位相差補正回路PC-1乃至PC-Nのi番目のアンテナ素子Ai(i=1, 2, 3, ..., N)に対応した1系統分のブロック図を示す。当該振幅位相差補正回路PC-iは、デジタル位相変調波又は無変調波などからなる受信無線信号の隣接アンテナ素子間の位相差 $\delta_{c_{i-1},i}$ を推定して決定し、当該位相差を0とする、すなわち同相とするように各アンテナ素子毎に位相補正とともに、これらN個のベースバンド信号を同相合成したときに受信信号対雑音電力比の改善を図るために、受信無線信号の信号強度に比例した利得で各系統毎に増幅を行う回路である。振幅位相差補正回路PC-iは、図3に示すように、位相差推定部40と、加算器41と、最小2乗回帰補正部42と、遅延バッファ43と、位相差補正部44と、振幅補正部45とを備える。なお、振幅位相差補正回路PC-1においては、位相差推定部40と加算器41とを設けず、 $\Delta\phi_1=0$ とおく。

【0050】準同期検波回路QD-iから入力される受信信号である直交ベースバンド信号Ii, Qi(以下、IiをIチャンネルのベースバンド信号といい、QiをQチャンネルのベースバンド信号という。)は位相差推定部40と遅延バッファ43とに入力される。位相差推定部40は、隣接する2つのアンテナ素子Ai, Ai-1に関する準同期検波回路QD-i, QD-(i-1)からそれぞれ出力される直交ベースバンド信号(標本値)Ii, Qi及びIi-1, Qi-1に基づいて、各標本タイミングにおける2つの隣接アンテナ素子Ai, Ai-1系統間の位相差 $\delta_{c_{i-1},i}$ を推定して加算器41に出力する。加算器41は、上記位相差推定部40から入力される推定された位相差 $\delta_{c_{i-1},i}$ と、振幅位相差補正回路PC-(i-1)内の加算器41から出力される累積補正位相量 $\Delta\phi_{i-1}$ とを加算して、加算結果の累積補正位相量 $\Delta\phi_i$ を最小2乗回帰補正部42に出力とともに、次の振幅位相差補正回路PC-(i-1)内の加算器41に出力する。

【0051】最小2乗回帰補正部42は、推定された位相差 $\delta_{c_{i-1},i}$ を加算器41によって各アンテナ素子系統毎に順次累積加算して得られた各アンテナ素子毎の累積補正位相量 $\Delta\phi_1$ 乃至 $\Delta\phi_N$ に基づいて、アレー・アンテナの空間的な性質を利用して雑音を抑圧するための各アンテナ素子A1乃至ANに関する受信位相差の位相補正量 $\Delta\phi_{c1}$ 乃至 $\Delta\phi_{cN}$ を、振幅位相差補正回路PC-1乃

至PC-N内の各位相差補正部44に出力するとともに、直交変調回路QM-1乃至QM-N内の送信局部発振器10に出力する。なお、最小2乗回帰補正部42は、当該受信部において1つだけ設けられ、例えばDSP(Digital Signal Processor)で構成される。

【0052】一方、遅延バッファ43は、直交ベースバンド信号Ii, Qiを、位相差推定部40と加算器41と最小2乗回帰補正部42とにおける演算時間に対応する位相差推定の遅延時間分だけ遅延させて、位相差補正部44に出力する。次いで、位相差補正部44は、最小2乗回帰補正部42から出力される受信位相差の補正量 $\Delta\phi_{ci}$ に基づいて、遅延バッファ43から出力される直交ベースバンド信号を、当該補正量 $\Delta\phi_{ci}$ に対応した移相量だけ位相回転させることによって位相補正して振幅補正部45に出力する。さらに、振幅補正部45は、位相差補正部44から出力される直交ベースバンド信号を、その直交ベースバンド信号の信号強度に比例した利得で増幅して直交ベースバンド信号Ici, Qciとして同相合成器4に出力する。

【0053】いま、隣接する2つのアンテナ素子Ai-1, Aiの準同期検波後の直交ベースバンド信号のある時点での標本値をそれぞれ、Ii-1, Qi-1, Ii, Qiとすると、位相差推定部40で計算される瞬時位相差*i-1, i*は位相平面上の2つのベクトル(Ii-1, Qi-1), (Ii, Qi)のなす角度で表わされる。これらのIi-1, Qi-1, Ii, Qiは、デジタル位相変調の場合、次の数1乃至数4で表される。

【0054】

$$【数1】 I_{i-1} = a_{i-1} \cos(\theta)$$

$$【数2】 Q_{i-1} = a_{i-1} \sin(\theta)$$

$$【数3】 I_i = a_i \cos(\theta + \delta_{i-1,i})$$

$$【数4】 Q_i = a_i \sin(\theta + \delta_{i-1,i})$$

【0055】ここで、ai-1, aiは各ベースバンド信号の振幅であって、θは変調された位相データに従って変動する各ベースバンド信号の任意の位相角度を意味する。従って、次の数5及び数6に示すベースバンド処理を行えば、位相差 $\delta_{i-1,i}$ の正弦と余弦に比例し、かつ変調された位相データに全く依存しない値を得ることができる。

【0056】

【数5】

$$I_{i-1} \cdot I_i + Q_{i-1} \cdot Q_i = a_{i-1} a_i \cos \delta_{i-1,i}$$

【数6】

$$I_{i-1} \cdot Q_i - I_i \cdot Q_{i-1} = a_{i-1} a_i \sin \delta_{i-1,i}$$

【0057】これより、隣接する2つのアンテナ素子Ai-1, Aiの瞬時位相差 $\delta_{i-1,i}$ は次の数7で表されて計算される。

【0058】

【数7】

$$\delta_{i-1, i} = \tan^{-1} \frac{I_{i-1} \cdot Q_i - I_i \cdot Q_{i-1}}{I_{i-1} \cdot I_i + Q_{i-1} \cdot Q_i}, \quad i = 2, 3, 4, \dots, N$$

【0059】これは各信号の変調された位相データだけでなく振幅 a_{i-1}, a_i にも依存していない。従って、変調に関係なく位相差 $\delta_{i-1, i}$ を計算することができる。ここで、上記数 1 乃至数 4 から数 7 への変換は、互いに直交する I 軸、Q 軸から、位相差 $\delta_{i-1, i}$ を規定する互いに直交する 2 つの軸への変換であって、軸中心を中心としての座標の回転を意味する。上記数 7 において、右辺の分数の分母のデータは数 5 の左辺であり、数 5 に示すように位相差 $\delta_{i-1, i}$ の余弦に比例している。一方、数 7 において、右辺の分数の分子のデータは数 6 の左辺であり、数 6 に示すように位相差 $\delta_{i-1, i}$ の正弦に比例

$$\delta c_{i-1, i} = \tan^{-1} \frac{F(I_{i-1} \cdot Q_i - I_i \cdot Q_{i-1})}{F(I_{i-1} \cdot I_i + Q_{i-1} \cdot Q_i)}, \quad i = 2, 3, 4, \dots, N$$

【0062】ここで、 $F(\cdot)$ は当該デジタルフィルタの伝達関数を表す。このデジタルフィルタとしては、単純な巡回加算器から適応タップ係数付のトランシバーサルフィルタまで種々のフィルタが適用できる。位相差推定部 40 は、数 8 を用いて上記ろ波後の位相差 $\delta c_{i-1, i}$ を計算して加算器 41 に出力する。

【0063】図 4 に、位相差推定部 40 に含まれる固定タップ係数付き FIR (Finite Impulse Response) フィルタの構成例を示し、図 4 の例ではバッファの大きさ $B u f f = 7$ の場合である。図 4 に示すように、入力信号 x は、タップ係数乗算器 60 を介して加算器 70 に入力されるとともに、縦続接続された 6 個の遅延回路 51 乃至 56 の入力端に入力される。各遅延回路 51 乃至 56 から出力される信号はそれぞれ各タップ係数乗算器 61 乃至 66 を介して加算器 70 に入力される。ここで、乗算器 60 乃至 66 はそれぞれ、乗算係数であるタップ係数 k_0 乃至 k_6 を有し、入力された信号を当該タップ係数で乗算して加算器 70 に出力する。加算器 70 は入力されたすべての信号を加算して出力信号 $F(x)$ として出力する。ここで、各タップ係数 k_0 乃至 k_6 をすべて 1 とすれば、このフィルタは単純な巡回加算器となる。このフィルタのバッファの大きさを、以下では単にバッファサイズ $B u f f$ と呼ぶことにする。

【0064】上記数 8 で計算された推定位相差 $\delta c_{i-1, i}$ に基づいて、各アンテナ素子の系統において補正すべき位相量（以下、補正位相量という。） $\Delta \phi_i$ ($i = 1, 2, \dots, i, \dots, N$) は次の数 9 で表されて加算器 41 によって計算される。

【0065】

【数 9】

$$\Delta \phi_1 = 0$$

$$\Delta \phi_2 = \Delta \phi_1 + \delta c_{1,2}$$

$$\Delta \phi_3 = \Delta \phi_2 + \delta c_{2,3}$$

している。

【0060】そして、受信無線信号に含まれる雑音（主として受信機の熱雑音である。）を抑圧してより正確な位相差を得るために、数 5 及び数 6 で求められた 2 つのデータをそれぞれ位相差推定部 40 に含まれる所定のデジタルフィルタに通過させてろ波する。ここで、割り算や \tan^{-1} の演算の前にろ波するのは、演算による誤差の増大を防ぐためである。ろ波後の位相差 $\delta c_{i-1, i}$ は次の数 8 を用いて推定される。

【0061】

【数 8】

$$\Delta \phi_i = \Delta \phi_{i-1} + \delta c_{i-1, i}$$

$$\Delta \phi_N = \Delta \phi_{N-1} + \delta c_{N-1, N}$$

【0066】上記数 9 においては、アンテナ素子 A1 を位相基準（位相ゼロ）とし、全てのアンテナ素子 A1 乃至 AN の位相をアンテナ素子 A1 に等しくすることを仮定している。この補正位相量計算の順番の方法として、以下に示すようにいくつか選択することができる。

【0067】アンテナ素子 A1 乃至 AN が 1 次元配列の場合は、一例として図 5 (a) に示すようにどちらか一方の端にあるアンテナ素子 A1 を位相基準とし、そこから順番に計算して行く第 1 の方法と、図 5 (b) に示すように、ある $1 < i < N$ なるアンテナ素子 Ai を位相基準としその両側へ並列計算して行く第 2 の方法がある。後者の方は 2 つの枝に分岐して並列処理を行うため計算速度が速いが、位相基準となる素子には出力が 2 つ必要である。

【0068】また、アンテナ素子 A1 乃至 AN が 2 次元正方配列の場合は、一例として 1 素子の入出力ポート数を合わせて 3 つまでと仮定すれば、図 6 に示すように、対角線の一方の端にあるアンテナ素子 A1 を位相基準とし、そこから枝状に分岐しながら位相差を加算していく方法などが考えられる。この方法では各枝の累積加算回数は全て 3 回となる。さらに他の任意のアンテナ配列の場合もこれらの例に準じて並列計算し計算を速めることができる。

【0069】上記計算された補正位相量 $\Delta \phi_i$ は各アンテナ素子系統毎に位相推定部 40 内のデジタルフィルタを用いて雑音成分の抑圧がなされているが、当該フィルタの遮断特性をあまり急峻にしきすぎると応答遅延が増大するためフィルタによる雑音抑圧には限度がある。そのため、最小 2 乗回帰補正部 42 において、以下に示す

ように、最小2乗法を用いたアレー空間信号処理による補正位相量の直線又は平曲面回帰補正を行うことにより、受信機側における雑音特性の改善を図る。

【0070】いま仮に簡単化のために4つのアンテナ素子A1乃至A4が任意の間隔で直線上に配列されており、ある方向から無線信号波の1本の到来ビームを受信しているものとした場合の各アンテナ素子A1乃至A4における受信位相を図7に示す。ただし、到来ビームにもともと含まれる雑音はないものと仮定している。この場合、もし受信機雑音がなければ各受信位相は正確に求められるので、図7の71に示すように、位置xにおけるi番目のアンテナ素子の受信相対位相量 $\Delta\phi_i(x)$ はアンテナの位置xに対して一次関数となる。しかしながら、実際は各アンテナ素子A1乃至ANの系統毎に独立な受信機雑音（主として熱雑音である。）があるので計算される位相量（推定値） $\Delta\phi_i(x)$ は図7の72のようになる。ここで、図7の73に示すように各受信相対位相量（推定値） $\Delta\phi_i(x)$ からの2乗誤差の和

$$J = \sum_x \sum_y \{ \Delta\phi_i(x, y) - \Delta\phi_{ci}(x, y) \}^2$$

【0074】ここで、 $\Delta\phi_i(x, y)$ は最小2乗回帰する前の補正位相量の推定値（図7の72に対応する。）である。ここではアンテナ素子配列が $x_{max} \times y_{max}$ の等間隔正方形配列であると仮定し、自然数N（= $x_{max} \times y_{max}$ ）個のアンテナ素子は $x = 1, 2, \dots, x_{max}$ 及び $y = 1, 2, \dots, y_{max}$ の各軸の交点に配置されているものとする。アンテナ面が平面のため、補正位相量の最小2乗回帰平面である位相面も平面となり、補正位相量の回帰平面 $\Delta\phi_{ci}(x, y)$ は次の数11を用いて表わすことができる。

【0075】

【数11】

$$\Delta\phi_{ci}(x, y) = ax + by + c,$$

$$x = 1, 2, \dots, x_{max}; y = 1, 2, \dots, y_{max}$$

【0076】ただし、a、b、cは平面の位置を決めるパラメータである。このとき、上記評価関数Jが最小となる条件となる正規化方程式は次の数12で表される。

【0077】

【数12】

$$\partial J / \partial a = 0$$

$$\partial J / \partial b = 0$$

$$\partial J / \partial c = 0$$

$$A = \begin{bmatrix} \sum_{x,y} x^2 & \sum_{x,y} xy & \sum_{x,y} x \\ \sum_{x,y} xy & \sum_{x,y} y^2 & \sum_{x,y} y \\ \sum_{x,y} x & \sum_{x,y} y & \sum_{x,y} 1 \end{bmatrix} \quad \Phi = \begin{bmatrix} \sum_{x,y} x \Delta\phi_i(x, y) \\ \sum_{x,y} y \Delta\phi_i(x, y) \\ \sum_{x,y} \Delta\phi_i(x, y) \end{bmatrix}$$

を最小とするような回帰直線 $\Delta\phi_{ci}(x)$ を求めて補正すれば、受信機雑音を抑圧することができる。

【0071】上記位相量の回帰補正処理は、アンテナ配列が2次元の場合も同様に扱うことができ、アンテナ配列面が平面である場合だけでなく任意の曲面である場合にも適用可能である。その場合、回帰曲面はアンテナ配列面の形状から求められる。なお、当該回帰補正処理において、最小2乗法を用いているが、本発明はこれに限らず、1つの直線又は曲面に回帰させて近似的な直線又は曲面を求める数値計算法を用いてもよい。

【0072】以下にアンテナ素子配列面が一次平面である場合の計算例を示す。任意の自然数i番目（ $1 \leq i \leq N$ ）のアンテナ素子の位置を $x-y$ 平面上の（x, y）で表すものとし、次式で与えられる評価関数Jを最小とするような補正位相量の回帰平面 $\Delta\phi_{ci}(x, y)$ を次の数10を用いて計算される。

【0073】

【数10】

$$J = \sum_x \sum_y \{ \Delta\phi_i(x, y) - \Delta\phi_{ci}(x, y) \}^2$$

【0078】これを変形すると次の数13が導かれる。

【0079】

【数13】

$$A \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \Phi$$

【0080】上記数13から次の数14が得られる。

【0081】

【数14】

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = A^{-1} \Phi$$

【0082】ここで、行列Aと行列Φは次の数15で表される。

【0083】

【数15】

【0084】ここで、Aはアンテナ素子A1乃至ANの位置座標のみから決定される係数行列であるため、その逆行列 A^{-1} は予め計算しておくことができ、リアルタイムで計算する必要はない。例えば、 $x_{max}=y_{max}=4$ の場合においては、逆行列 A^{-1} は次の数16で表される。

【0085】

【数16】

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & -0.125 \\ 0 & 0.05 & -0.125 \\ -0.125 & -0.125 & 0.6875 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & -0.125 \\ 0 & 0.05 & -0.125 \\ -0.125 & -0.125 & 0.6875 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{x,y} x \Delta \phi_i(x, y) \\ \sum_{x,y} y \Delta \phi_i(x, y) \\ \sum_{x,y} \Delta \phi_i(x, y) \end{bmatrix}$$

【0088】従って、上記補正位相量の推定値 $\Delta \phi_i(x, y)$ を用いて回帰平面 $\Delta \phi_{ci}(x, y)$ が決定され、各アンテナ素子A1乃至ANの系統毎に回帰補正された補正位相量 $\Delta \phi_{c1}$ (= $\Delta \phi_{c1}(1, 1)$)乃至 $\Delta \phi_{cN}$ (= $\Delta \phi_{cN}(x_{max}, y_{max})$)を最小2乗回帰補正部42によって計算することができる。以上は、アンテナ面が一次平面であることを仮定した計算例であるが、同様に、2次曲面などの場合にも適用が可能である。

【0089】以上の最小2乗法による処理は演算速度に

$$\begin{bmatrix} I' i \\ Q' i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Delta \phi_{ci} \\ -\sin \Delta \phi_{ci} \end{bmatrix} \quad i = 1, 2, \dots, N$$

【0091】ただし、数18の左辺は位相補正後の*i*番目のアンテナ素子の受信ベースバンド信号のベクトルを表わす行列であり、数18の右辺の第1項はすべての受信ベースバンド信号を同相化するために位相補正するための位相回転変換行列、すなわち、同相化のための変換行列であり、その右辺の第2項は位相補正前の受信ベースバンド信号のベクトルを表わす行列である。

【0092】次に、マルチパスフェージングや遮断などにより一部のアンテナ素子での受信電力が低くなることがある場合、すべてのアンテナ素子の受信信号を等しい

$$\begin{bmatrix} I_{ci} \\ Q_{ci} \end{bmatrix} = G \cdot \begin{bmatrix} I' i \\ Q' i \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2, \dots, N$$

【0086】従って、平面の位置を決定するパラメータa、b、cは次の数17となる。

【0087】

【数17】

余裕がない場合は補正位相量 $\Delta \phi_{ci}(x, y) = \Delta \phi_i(x, y)$ としてスキップすることができる。このようにして求めた補正位相量 $\Delta \phi_{ci}$ (= $\Delta \phi_{ci}(x, y)$)を用いて、次の数18によりすべてのアンテナ素子の系統において直交ベースバンド信号の位相補正を行う。なお、以下、 $\Delta \phi_{ci} = \Delta \phi_{ci}(x, y)$ とおく。

【0090】

【数18】

$$\begin{bmatrix} \sin \Delta \phi_{ci} \\ \cos \Delta \phi_{ci} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i \\ Q_i \end{bmatrix}$$

重み付けで合成する等利得同相合成では品質の良い信号も悪い信号も同じ重み付けで加算されるため、当該同相合成後の信号対雑音電力比が劣化する。これを抑圧するために、振幅補正部45において、次の数19で示すように各アンテナ素子A1乃至ANの系統における受信ベースバンド信号をその受信強度に比例する利得Gで増幅し振幅補正を行う。これは品質の良い信号の寄与を増し、品質の悪い信号の寄与を減じることを意味する。

【0093】

【数19】

$$G = k \cdot \text{Ave} (\sqrt{I'^2 + Q'^2})$$

【0094】ここで、 k は比例定数であり、 A_{ave} （）は時間平均の値を示す。上記振幅補正後の信号をすべてのアンテナ素子A1乃至ANの系統で同相合成すれば、直交ベースバンド信号の相対同相合成出力は次の数20で表される。

【0095】

【数20】

$$I_c = \sum_i I_{ci}$$

$$Q_c = \sum_i Q_{ci}$$

【0096】振幅補正部45における振幅補正処理は、アンテナ素子A1乃至AN間で受信電力の差があまり問題にならない場合はG=1とし、これをスキップすることができる。また、この同相合成出力を同期検波又は遅延検波を行う任意のベースバンド処理型復調器5に入力すれば所望のデジタルデータを得ることができる。

【0097】一方、送信用アレーアンテナの指向性制御のためのウェイトは振幅成分を含まず、位相成分のみでよいため、最小2乗回帰補正部42において計算された位相補正量 $\Delta\phi_{ci}$ はそのまま送信用アレーアンテナの指向性制御のためのウェイトとして用いることができる、自

動的に到来ビームの方向に送信ビームを向けることが可能である。ただし、場合によっては、以下のように必要に応じて簡単な換算を行う必要がある。

【0098】例えば、送信と受信で電波の波長が異なる場合でアレーアンテナ1を送信と受信で共用している場合などにおいては、各送信用アンテナ素子系における移相量 $\Delta\phi_{Ti}(x, y)$ は次の数21で表される。

【0099】

【数21】

$$\Delta\phi_{Ti} = \frac{\lambda_T}{\lambda_R} \cdot \Delta\phi_{ci}$$

【0100】ただし、 λ_T 、 λ_R はそれぞれ送信と受信の自由空間波長である。送信用と受信用のアンテナ素子が別々で素子間隔が波長換算で等しい場合やアンテナ素子が送信と受信で共用していても両者の周波数が等しい場合にはこの換算は不要である。

【0101】以上のように構成された本実施例のアレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置を用いて到来ビームを受信したときの効果を確認するために行ったシミュレーションの計算結果について説明する。ここで、シミュレーションのための条件を表1に示す。

【0102】

【表1】

変調方式	QPSK
ピットレート	16 kbps
変調周波数	32 kHz
サンプリングレート	128 kHz
付加雑音	ガウス雑音
アレーアンテナ	点放射源、4素子直線配列
アンテナ素子間隔	1/2 波長
送信低域フィルタ	10タップFIRフィルタ、遮断周波数=8 kHz
送信帯域フィルタ	51タップFIRフィルタ、遮断周波数=16 kHz
受信帯域フィルタ	51タップFIRフィルタ、遮断周波数=16 kHz
受信低域フィルタ	10タップFIRフィルタ、遮断周波数=8 kHz
備考	干渉波、周波数変動とともになし

【0103】補正位相量を推定する際のデジタルフィ

ルタは単純な巡回加算器（全タップ係数=1のFIRフ

ィルタ) とし、フィルタのタップ数に相当する加算バッファサイズ B_{uff} を変更してその効果を調べた。ただし、各アンテナ素子で受信される電力は等しいものとし、振幅補正は行っていない。また、最小2乗回帰は行っていない。また、シミュレーションでは、位相差補正を毎サンプル行わず、9サンプルに1回の演算頻度に落としている。これにより、DSP(デジタル信号処理プロセッサ)の演算負荷が減るだけでなく、演算サンプル間の雑音信号の相関が減少するため、デジタルフィルタによるより効果的な雑音抑圧が可能となる。

【0104】図8に、位相差推定演算をサンプリング毎(サンプリング周波数=128kHz)に行った場合の信号ビーム到来方向のアンテナ相対利得の時間変化を、Iチャネルの復調ベースバンド信号(復調データ)とともに示している。ここで、図8の(a)が1つのアンテナ素子当りの受信C/N=4dBの場合であり、図8の(b)がC/N=-2dBの場合である。ここで、C/Nは、搬送波電力と雑音電力との比(以下、搬送波電力対雑音電力比という。)を表す。図8に示すように、送信信号の出力発生を通算サンプリング回数=0で開始し、次いで、受信信号の入力と演算は通算サンプリング回数=100で開始し、次いで、通算サンプリング回数=700~1000でシャドウイング(受信信号の遮断)を受け、かつ到来信号ビーム方向が90度/秒で変化することを想定した。ここで、演算開始からアンテナ相対利得が-3dBを上回るまでの動作を「粗捕捉」と呼び、アンテナ相対利得が-0.5dBを上回るまでの動作を「精捕捉」と呼ぶことにすると、精捕捉に要する通算サンプリング回数は図8の(a)の場合で約80であり、図8の(b)の場合で約300である。従って、精捕捉に要する通算サンプリング回数は、搬送波電力対雑音電力比C/Nに依存している。一方、粗捕捉に要する通算サンプリング回数は、搬送波電力対雑音電力比C/Nに大きく依存することではなく、通算サンプリング回数が30乃至50程度で到来信号ビームを捕捉している。捕捉後は図8の(b)のように搬送波電力対雑音電力比C/Nが低い場合はアンテナ相対利得の変動も増大していく。すなわち、図8の(a)と(b)の場合の両者ともに、到来信号ビームを安定に追尾していることがわかる。このように、受信搬送波電力対雑音電力比C/Nが低い場合でも高速に捕捉し、安定に追尾することができる原因是、各アンテナ素子A1乃至ANの系統の位相制御をフィードフォワード方法で行っているためである。

【0105】図9の(a)及び(b)に、図8と同一の条件のもとでの信号ビーム捕捉時におけるアンテナパターンの時間変化を示す。図9において、点線は通算サンプリング回数が8のときであり、次いで、1点鎖線は通算サンプリング回数が26のときであり、さらに、実線は通算サンプリング回数が35(図9の(a))又は1

25(図9の(b))のときである。図9から明らかなように、アンテナパターンがランダムな状態(通算サンプリング回数=8のとき)から-45度の信号ビームを捕捉した状態(通算サンプリング回数=35(図9の(a))又は125(図9の(b))のとき)に、速やかにアンテナパターンを収束させていることがわかる。

【0106】図10の(a)及び(b)に、同じく図8と同一の条件のもとで、通常の陸上移動体などで想定される最大回転速度として毎秒90度を仮定し、この速さで到来信号ビーム方向が変化する場合のアンテナパターンの変化を示す。図10において、一点鎖線のアンテナパターンは点線のそれから1/3秒後のものであり、実線のアンテナパターンは一点鎖線のそれから1/3秒後のものである。図10から明らかなように、到来信号ビーム方向が変化する場合であっても、アレーアンテナの主ビームは、ほぼ正確に到来信号ビームを追尾していることがわかる。

【0107】図11は、バッファサイズ B_{uff} をパラメータとしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対する、到来信号ビームの粗捕捉及び精捕捉のときの追尾特性を示したものである。ここで、演算周期Toprは1に固定している。図11から明らかなように、粗捕捉は搬送波電力対雑音電力比C/N及びバッファサイズ B_{uff} にほとんど依存しておらず、常に安定な捕捉特性が得られることがわかる。一方、精捕捉に関しては、搬送波電力対雑音電力比C/Nの劣化とともに捕捉するまでの通算サンプリング回数が多くなり、すなわち、捕捉するまでの時間が長くなつて、捕捉が鈍くなつておらず、搬送波電力対雑音電力比C/Nに大きく依存している。この場合、バッファサイズ B_{uff} は小さいほうが捕捉は速いが、詳細後述するように、追尾が不安定となるため、バッファサイズ B_{uff} の選択にあたつては実際の無線通信回線条件を考慮した捕捉と追尾のトレードオフ(同時に満足しえない幾つかの条件の取捨についての考察)が必要になる。

【0108】図12は、バッファサイズ B_{uff} をパラメータにしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対する追尾特性を示したもので、縦軸は通算サンプリング回数=800までにアレーアンテナの相対利得が-0.5dBを下回るサンプリング回数であり、形成された主ビームが目標とする方向からはずれる回数を表している。ここで、演算周期Toprは1に固定している。図12から明らかなように、バッファサイズ B_{uff} を増大させることにより比較的低い搬送波電力対雑音電力比C/Nにおける追尾の安定性が著しく改善されることがわかる。

【0109】図13は、演算周期Toprをパラメータにしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対する粗捕捉及び精捕捉のときの追尾特性を示したものである。ここで、バッファサイズ B_{uff} は30に固定してい

る。図13から明らかなように、粗捕捉の追尾特性は演算周期T_{opr}にほとんど依存していないが、一方、精捕捉の追尾に関しては、演算周期T_{opr}が小さいほうが捕捉は速いということがわかる。しかしながら、この場合、詳細後述するように、追尾が不安定になるため、演算周期T_{opr}の選択にあたっては実際の無線通信回線条件を考慮した捕捉と追尾のトレードオフが必要になる。

【0110】図14は、演算周期T_{opr}をパラメータにしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対する追尾特性を示したものであり、縦軸は通算サンプリング回数=8000までにアーレーアンテナの相対利得が-0.5 dBを下回るサンプリング回数であり、形成された主ビームが目標とする方向からはずれる回数を表している。ここで、バッファサイズBuf fは30に固定している。図14から明らかなように、演算周期T_{opr}を増大させることにより、バッファサイズBuf fを増した場合(図12参照。)と同様に、比較的低い搬送波電力対雑音電力比C/Nにおける追尾の安定性が著しく改善されることがわかる。ただし、演算周期T_{opr}をあまり長くしすぎると到来信号ビーム方向の変化への応答が遅くなるため追尾誤差が増える原因となる。

【0111】以上のシミュレーション結果から、本実施例の自動ビーム捕捉追尾装置においては、搬送波電力対雑音電力比C/Nが比較的高い無線通信回線条件のもとでは、バッファサイズBuf fと、演算周期T_{opr}とをともに比較的小さめに設定して捕捉を高速化する一方、搬送波電力対雑音電力比C/Nが比較的低い無線通信回線条件のもとでは、バッファサイズBuf fと、演算周期T_{opr}とをともに比較的大きめに設定することにより安定した追尾特性を得ることができることがわかる。

【0112】以上説明したように、本実施例に示した自動ビーム追尾捕捉装置は以下の特有の効果を有する。

(1) 各アンテナ素子A1乃至ANでの受信信号間の位相差をフィードフォワードで補正することにより到来ビームを捕捉し、第2の従来例のようにフィードバックループを含まないため、比較的低い搬送波電力対雑音電力比C/Nにおいてもデジタル位相変調波又は無変調波などからなる無線信号の到来ビームを自動的かつ高速に

$$\begin{bmatrix} I' i \\ Q' i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(I_1 \cdot I_i + Q_1 \cdot Q_i) \\ -F(I_1 \cdot Q_i - I_i \cdot Q_1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i \\ Q_i \end{bmatrix}, \quad i = 2, 3, \dots, N$$

【0115】ここで、数22の左辺は位相補正後のi番目のアンテナ素子の受信ベースバンド信号のベクトルを表わす行列であり、その右辺の第1項は位相補正のための位相回転変換行列、すなわち同相化のための変換行列であり、その右辺の第2項は位相補正前の受信ベースバ

捕捉することができ、第2の従来例の方法に見られるような収束のための遅延時間が大幅に縮小されるとともに、位相制御を行うためのトレーニング信号や参照信号が必要ない。従って、システム構成が簡単になる。

(2) 各アンテナ素子A1乃至ANでの受信信号間の位相差をフィードフォワードで補正することにより到来ビームを追尾し、第2の従来例のようにフィードバックループを含まないため、比較的低い搬送波電力対雑音電力比C/Nでしかも到来信号ビーム方向が高速に変化する場合においても、デジタル位相変調波又は無変調波などからなる無線信号の到来ビームを高精度かつ安定に追尾することができる。従って、従来例の方法に見られるような位相スリップや周囲の電磁環境による外乱の影響、追尾誤差の蓄積がほとんどない。

(3) 各アンテナ素子系における補正位相量からさらに最小2乗回帰補正を行うことによりアーレーアンテナの空間的な情報を有効に利用することができるため、アンテナ素子数が多い場合に問題となる1つのアンテナ素子当たりの搬送波電力対雑音電力比C/Nの低下の影響を抑えることができる。

(4) 以上の捕捉追尾はすべて受信信号に対して、例えばデジタル信号処理などの信号処理によって行うため、第1の従来例のフェーズドアーレーアンテナに見られるようなマイクロ波移相器や捕捉追尾のためのセンサ類又は機械駆動のためのモーター等を一切必要としない。

【0113】第1の実施例において最小2乗法による回帰補正を行わない場合について、以下に第1の実施例の変形例として説明する。この場合は、数8において隣接アンテナ素子間位相差を求める代わりに、ある所定の基準アンテナ素子との間で数8の分子と分母を計算し、数8の分子を数18におけるsin△φ_{ci}に代入するとともに、数8の分母を同じく数18におけるcos△φ_{ci}に代入して処理すれば、受信側においては数8におけるtan⁻¹の計算をすることなく、数18の左辺が求まるうことになり、演算量を減らすことができるとともに、位相補正のみならず最大比合成のための振幅補正を自動的に行うことができる。この場合において、直交ベースバンド信号の位相補正を行う式は次の数22で表される。

【0114】

【数22】

$$\begin{bmatrix} F(I_1 \cdot Q_i - I_i \cdot Q_1) \\ F(I_1 \cdot I_i + Q_1 \cdot Q_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i \\ Q_i \end{bmatrix},$$

ンド信号のベクトルを表わす行列である。ただし、当該変形例においては、隣接する2つのアンテナ素子における受信信号間で演算を行うのではなく、位相基準となるアンテナ素子を例えればA1とし、このアンテナ素子A1による受信信号と、他のアンテナ素子A2乃至AN

による各受信信号との間で演算を行って、その間で同相化の処理を実行する。この変形例では、基準のアンテナ素子を A₁ としているが、本発明はこれに限らず、他の 1 つのアンテナ素子であってもよい。この処理を実行する場合の利点は、数 2 2 の演算は位相を変換するだけでなく、同時に振幅も最大比合成を実行するように振幅を

$$\begin{bmatrix} I' i \\ Q' i \end{bmatrix} = F(a_1) \cdot F(a_i) \begin{bmatrix} F(\cos \delta_{1,i}) & F(\sin \delta_{1,i}) \\ -F(\sin \delta_{1,i}) & F(\cos \delta_{1,i}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i \\ Q_i \end{bmatrix},$$

$$i = 2, 3, \dots, N$$

【0117】数 2 3 から明らかなように、数 2 3 の右辺の第 3 項及び第 4 項の 2 つの行列の積に対してろ波された振幅係数の積 $F(a_1) \cdot F(a_i)$ がかかっている。

ここで、振幅係数 a_1 、振幅係数 a_i 及び位相差の余弦 $\cos \delta_{1,i}$ は短期的に見ると熱雑音によりある平均値を

$$F(a_1 a_i \cos \delta_{1,i}) \doteq F(a_1) \cdot F(a_i) \cdot F(\cos \delta_{1,i})$$

$$F(a_1 a_i \sin \delta_{1,i}) \doteq F(a_1) \cdot F(a_i) \cdot F(\sin \delta_{1,i})$$

【0119】数 2 4 が成立するのは以下の理由による。

いま、変数 u 及び v をそれぞれランダムに時間変動する独立変数とし、それぞれの平均値を $\text{avr}(u)$, $\text{avr}(v)$ とおくと、次の数 2 5 のように表わすことができる。

【0120】

【数 25】

$$u = \text{avr}(u) + eu$$

$$v = \text{avr}(v) + ev$$

【0121】ここで、 eu , ev はそれぞれランダム成分であり、平均値を 0 としてランダムに時間変動する成分を表わす。上記ディジタルフィルタが例えれば所定の低域通過フィルタである場合には、 $F(\cdot)$ は当該低域通過フィルタの伝達関数であるから、数 2 5 より、次の数 2 6 が成立する。

$$\begin{aligned} & F(u \cdot v) \\ &= F((\text{avr}(u) + eu) \cdot (\text{avr}(v) + ev)) \\ &= F(\text{avr}(u) \cdot \text{avr}(v) + ev \cdot \text{avr}(u) + eu \cdot \text{avr}(v) + eu \cdot ev) \\ &= F(\text{avr}(u) \cdot \text{avr}(v)) + F(ev \cdot \text{avr}(u)) + F(eu \cdot \text{avr}(v)) + F(eu \cdot ev) \\ &= \text{avr}(u) \cdot \text{avr}(v) + \text{avr}(u) \cdot F(ev) + \text{avr}(v) \cdot F(eu) + F(eu \cdot ev) \\ &\doteq F(u) \cdot F(v) + F(eu \cdot ev) \end{aligned}$$

【0127】ここで、ランダム成分 eu と ev は互いに独立で相関がないと仮定でき、それらの間の相互相関関数 $R(\tau)$ は常に 0 があるので、 $\tau = 0$ とおくことによ

$$R(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T (eu \cdot ev) dt = 0$$

【0129】これは $(eu \cdot ev)$ の時間平均がほぼ 0 であることを示している。従って、 $F(eu \cdot ev) \doteq 0$ となり、これと数 2 8 より数 2 7 が成立し、数 2 4 が成立する。ただし、数 2 4 がより高い精度で成立するには、特に、包絡線が一定である定包絡線変調方式の場合

変換することができることである。すなわち、数 5 及び数 6 から、数 2 4 の近似式を用いて次の数 2 3 のように近似することができる。

【0116】

【数 23】

中心にランダムに時間的に変動する互いに独立な変数であるとみなすことができる場合には、次の数 2 4 を得ることができる。

【0118】

【数 24】

【0122】

【数 26】

$$F(u) \doteq \text{avr}(u)$$

$$F(v) \doteq \text{avr}(v)$$

$$F(eu) \doteq 0$$

$$F(ev) \doteq 0$$

【0123】これらの変数 u , v の間で、次の数 2 7 が成立すれば、数 2 4 が成り立つことになる。

【0124】

$$【数 27】 F(u \cdot v) \doteq F(u) \cdot F(v)$$

【0125】数 2 5 を数 2 7 の左辺に代入して、数 2 7 を数 2 6 を用いて変形すると、次の数 2 8 を得ることができる。

【0126】

【数 28】

り次の数 2 9 が成り立つ。

【0128】

【数 29】

であり、包絡線が情報シンボルによって変動する場合は近似の精度が劣化する。

【0130】一方、数 2 2 の演算を基準のアンテナ素子 A₁ の系統においても自分自身との間で行うこととすると、受信信号対雑音電力比 S/N が十分高い場合には次

の数30が成り立つ。

【0131】

$$\begin{bmatrix} I'_{\perp} \\ Q'_{\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(I_{\perp}^2 + Q_{\perp}^2) & 0 \\ 0 & F(I_{\perp}^2 + Q_{\perp}^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\perp} \\ Q_{\perp} \end{bmatrix}$$

$$= F(a_{\perp}^2) \begin{bmatrix} I_{\perp} \\ Q_{\perp} \end{bmatrix} \Leftarrow F^2(a_{\perp}) \begin{bmatrix} I_{\perp} \\ Q_{\perp} \end{bmatrix}$$

【0132】数23と数30より、各アンテナ素子における受信信号の振幅変換係数はそれぞれの受信信号の振幅のフィルタ出力F(a_i) ($i = 1, 2, \dots, N$)に比例していることがわかる。数22と数30の演算結果を数20に従って合成することは、結果的に最大比合成を行っていることと同じであり、複数の受信信号を合成した後の受信信号対雑音電力比を大幅に改善することができる。この場合、数19で示した演算は不要となり、図3における位相差補正部44と振幅補正部45は一体化することができる。ただし、振幅係数 a_1 のランダム成分を $e a_1$ とおいて、フィルタ出力F(a_1^2)の計算を数28と同様に行うと、次の数31を得る。

【0133】

$$【数31】 F(a_1^2) = F^2(a_1) + F(e a_1^2)$$

【0134】すなわち、数31から明らかなように、受信信号電力対雑音電力比S/Nが低い場合には、数31の右辺の第2項が無視できず、従って、数30の近似誤差は増大するというという問題がある。なお、マルチパスが存在せず、また最小2乗法による回帰補正を行わない場合は、数8及び数18を用いる場合と数22及び数30を用いる場合では結果は同じである。

【0135】<第2の実施例>図15は、本発明に係る第2の実施例である通信用アーレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置の受信部の一部を示すブロック図である。この第2の実施例の装置においては、隣り合う2つのアンテナ素子系統でペアを組み、それらの間の直交ベースバンド信号で互いに同相となるように振幅位相差補正を行った後、それぞれ2つのアンテナ素子系統間での同相合成（すなわち、最大比合成）を行い、その出力の間で再びそれぞれペアを組んで振幅位相差補正と同相合成

（最大比合成）を行う。これを繰り返すことにより、最終的に全てのアンテナ素子で受信される信号を最大比同相合成したアーレーアンテナの出力が1つだけ得られ、その結果、アーレーアンテナは、到来信号ビームに対する捕捉追尾を行う。振幅位相差補正及び同相合成に要する演算量は、実質的に第1の実施例のそれと同じである。ここで、最大比合成又は最大比同相合成とは、得られる受信信号対雑音電力比が最大となるように同相合成することである。

【数30】

【0136】図15の構成は、当該装置が9個の準同期検波回路QD-1乃至QD-9を備えるときの構成であって、これら準同期検波回路QD-1乃至QD-9より後段でありかつ復調器5よりも前段の部分を示している。

【0137】図15に示すように、準同期検波回路QD-1から出力されたアンテナ素子A1に関する直交ベースバンド信号 I_1, Q_1 は同相合成器81及び振幅位相差補正回路PCA-1に入力され、準同期検波回路QD-2から出力されたアンテナ素子A2に関する直交ベースバンド信号 I_2, Q_2 は振幅位相差補正回路PCA-1に入力される。同様にして、準同期検波回路QD-3から出力されたアンテナ素子A3に関する直交ベースバンド信号 I_3, Q_3 は同相合成器82及び振幅位相差補正回路PCA-2に入力され、準同期検波回路QD-4から出力されたアンテナ素子A4に関する直交ベースバンド信号 I_4, Q_4 は振幅位相差補正回路PCA-2に入力される。また、準同期検波回路QD-5から出力されたアンテナ素子A5に関する直交ベースバンド信号 I_5, Q_5 は同相合成器83及び振幅位相差補正回路PCA-3に入力され、準同期検波回路QD-6から出力されたアンテナ素子A6に関する直交ベースバンド信号 I_6, Q_6 は振幅位相差補正回路PCA-3に入力される。さらに、準同期検波回路QD-7から出力されたアンテナ素子A7に関する直交ベースバンド信号 I_7, Q_7 は同相合成器84及び振幅位相差補正回路PCA-4に入力され、準同期検波回路QD-8から出力されたアンテナ素子A8に関する直交ベースバンド信号 I_8, Q_8 は振幅位相差補正回路PCA-4に入力される。またさらに、準同期検波回路QD-9から出力されたアンテナ素子A9に関する直交ベースバンド信号 I_9, Q_9 は振幅位相差補正回路PCA-5に入力される。

【0138】振幅位相差補正回路PCA-1は、準同期検波回路QD-1から入力されたアンテナ素子A1に関する直交ベースバンド信号 I_1, Q_1 及び隣接するアンテナ素子A2に関する直交ベースバンド信号 I_2, Q_2 及び雑音除去のための所定のフィルタを用いて隣接アンテナ素子間の2つの受信信号の同相化のための変換行列要素（数22の変換行列の要素）を計算し、計算された変換

行列要素を含む変換行列（数22）に基づいて、アンテナ素子A1, A2のベースバンド信号が同相になるよう位相差補正（移相）し、かつ第1の実施例の振幅補正部45と同様に、上記計算した受信信号強度に比例した増幅利得で重み付けを行うことによって振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器81に出力する。同相合成器81は、アンテナ素子A1に関する直交ベースバンド信号I₁, Q₁と、振幅位相差補正回路PCA-1から出力される直交ベースバンド信号とを各チャンネル毎に同相合成して同相合成器86及び振幅位相差補正回路PCA-6に出力する。なお、同相合成器81乃至88はすべて、入力される2対のベースバンド信号を各チャンネル毎に同相合成する。

【0139】振幅位相差補正回路PCA-2は、準同期検波回路QD-3から入力されたアンテナ素子A3に関する直交ベースバンド信号I₃, Q₃及び隣接するアンテナ素子A4に関する直交ベースバンド信号I₄, Q₄を用いて、振幅位相差補正回路PCA-1と同様に振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器82に出力する。同相合成器82は、アンテナ素子A3に関する直交ベースバンド信号I₃, Q₃と、振幅位相差補正回路PCA-2から出力される直交ベースバンド信号とを同相合成して振幅位相差補正回路PCA-6に出力する。

【0140】振幅位相差補正回路PCA-3は、準同期検波回路QD-5から入力されたアンテナ素子A5に関する直交ベースバンド信号I₅, Q₅及び隣接するアンテナ素子A6に関する直交ベースバンド信号I₆, Q₆を用いて、振幅位相差補正回路PCA-1と同様に振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器83に出力する。同相合成器83は、アンテナ素子A5に関する直交ベースバンド信号I₅, Q₅と、振幅位相差補正回路PCA-3から出力される直交ベースバンド信号とを同相合成して同相合成器87及び振幅位相差補正回路PCA-7に出力する。

【0141】振幅位相差補正回路PCA-4は、準同期検波回路QD-7から入力されたアンテナ素子A7に関する直交ベースバンド信号I₇, Q₇及び隣接するアンテナ素子A8に関する直交ベースバンド信号I₈, Q₈を用いて、振幅位相差補正回路PCA-1と同様に振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器84に出力する。同相合成器84は、アンテナ素子A7に関する直交ベースバンド信号I₇, Q₇と、振幅位相差補正回路PCA-4から出力される直交ベースバンド信号とを同相合成して同相合成器85及び振幅位相差補正回路PCA-5に出力する。

【0142】振幅位相差補正回路PCA-5は、同相合成器84から出力される直交ベースバンド信号と、準同期検波回路QD-9から入力されたアンテナ素子A9に関する直交ベースバンド信号I₉, Q₉を用いて、振幅

位相差補正回路PCA-1と同様に振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器85に出力する。同相合成器85は、同相合成器84から出力される直交ベースバンド信号と、振幅位相差補正回路PCA-5から出力される直交ベースバンド信号とを同相合成して振幅位相差補正回路PCA-7に出力する。

【0143】振幅位相差補正回路PCA-6は、同相合成器81から出力される直交ベースバンド信号と、同相合成器82から出力される直交ベースバンド信号とを用いて、振幅位相差補正回路PCA-1と同様に振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器86に出力する。同相合成器86は、同相合成器81から出力される直交ベースバンド信号と、振幅位相差補正回路PCA-6から出力される直交ベースバンド信号とを同相合成して同相合成器88及び振幅位相差補正回路PCA-8に出力する。

【0144】振幅位相差補正回路PCA-7は、同相合成器83から出力される直交ベースバンド信号と、同相合成器85から出力される直交ベースバンド信号とを用いて、振幅位相差補正回路PCA-1と同様に振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器87に出力する。同相合成器87は、同相合成器83から出力される直交ベースバンド信号と、振幅位相差補正回路PCA-7から出力される直交ベースバンド信号とを同相合成して振幅位相差補正回路PCA-8に出力する。

【0145】振幅位相差補正回路PCA-8は、同相合成器86から出力される直交ベースバンド信号と、同相合成器87から出力される直交ベースバンド信号とを用いて、振幅位相差補正回路PCA-1と同様に振幅位相補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器88に出力する。同相合成器88は、同相合成器86から出力される直交ベースバンド信号と、振幅位相差補正回路PCA-8から出力される直交ベースバンド信号とを同相合成して復調器5に出力する。ここで、上記同相合成器88から出力される直交ベースバンド信号は、図1の第1の実施例における同相合成器4から出力される直交ベースバンド信号に対応し、すべてのアンテナ素子に関するすべての直交ベースバンド信号に基づいて振幅位相差補正処理が実行されて得られた直交ベースバンド信号である。

【0146】図16は、図15の振幅位相差補正回路PCA-s (s = 1, 2, ..., 8) のブロック図である。この第2の実施例の図16の振幅位相差補正回路PCA-sは、第1の実施例の図3の振幅位相差補正回路PCA-iに比較して以下の点が異なる。

(1) 位相差推定部40aは、2つのアンテナ素子i及びjに関する直交ベースバンド信号I_i, Q_i及びI_j, Q_jに基づいて2つのアンテナ素子i, jで受信された

受信信号を同相化するための雑音除去された変換行列要素（数22の変換行列の要素）を計算し、計算した変換行列要素を含む変換行列を位相差補正部44aに出力する。

(2) 位相差補正部44aは、位相差補正部40aから入力される変換行列に基づいて遅延バッファ43から入力される直交ベースバンド信号を移相することによって位相差を補正して振幅補正部45に出力する。

(3) 加算器41及び最小2乗回帰補正部42を設けない。なお、遅延バッファ43と振幅補正部45とは第1の実施例と同様に動作する。

【0147】従って、図15の振幅位相差補正回路PCA-sは、準同期検波回路QD-iから入力されたアンテナ素子Aiに関する直交ベースバンド信号Ii, Qi及び隣接するアンテナ素子Ajに関する直交ベースバンド信号Ij, Qj及び雑音除去のための所定のフィルタを用いて隣接アンテナ素子間の2つの受信信号の同相化のための変換行列要素（数22の変換行列の要素）を計算し、計算した変換行列要素を含む変換行列に基づいてアンテナ素子Ai, Ajの2つのベースバンド信号が同相になるように位相差補正し、すなわち移相し、かつ第1の実施例の振幅補正部45と同様に、上記計算した受信信号強度に比例した增幅利得で重み付けを行うことによって振幅位相差補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号Ici, Qciを同相合成器（81乃至88の1つ）に出力する。

【0148】以上の第2の実施例の振幅位相差補正回路PCA-sにおいて、図15の振幅位相差補正回路PCA-1乃至PCA-8において、同相化のための変換行列を用いる変換演算を数22及び数30を用いて行うように構成した場合、図16の位相差補正部44aと振幅補正部45とを一体化することができる。この一体化された構成では、同相化のための位相差補正と振幅補正を同時にを行うことができ、これによって、アレーアンテナ1によって受信された複数の受信信号を最大比合成しかつ振幅補正して、合成された1つの受信信号を出力することができる。また、第2の実施例の変形例として、第1の実施例の処理と同様に、以下のように構成してもよい。位相差推定部40aは、2つのアンテナ素子i及びjに関する直交ベースバンド信号Ii, Qi及びIj, Qjに基づいて2つのアンテナ素子i, jで受信された受信信号の瞬時位相差 $\delta_{i,j}$ を数7を用いて推定し、かつ雑音除去して、雑音除去後の推定位相差 $\delta_{ci,j}$ （数8参照）を位相差補正部44aに出力する。次いで、位相差補正部44aは、位相差補正部40aから入力される $\delta_{ci,j}$ に基づいて遅延バッファ43から入力される直交ベースバンド信号を当該推定位相差 $\delta_{ci,j}$ だけ移相することによって位相差を補正して振幅補正部45に出力する。

【0149】第2の実施例の利点は、第1の実施例に比

較して以下の通りである。第1の実施例においては、全ての隣接アンテナ素子系統における位相差を積算することにより、ある基準アンテナに対する各アンテナ素子系統における位相を計算し、最後にまとめて最大比同相合成するため、一部受信レベルの低いまたは不具合のあるアンテナ素子があった場合にそのアンテナ素子に係わる位相推定ができなくなるだけでなく、他のアンテナ素子系統における位相推定にも影響を及ぼしてしまう場合がある。これに対して、第2の実施例では、隣接アンテナ素子間の位相差を積算することなく先にその2素子系統間で最大比同相合成を行ってしまうため、仮に一部受信レベルの低いまたは不具合のあるアンテナ素子があったとしても、このことが他のアンテナ素子系統における同相合成に影響を及ぼすことを防止することができる。このため、第2の実施例は第1の実施例に比較してアンテナ素子及びそれに接続される回路装置の故障等に強いといえる。ただし、第1の実施例においては、位相差補正が全てのアンテナ素子系統で並列処理できるのに対し、第2の実施例では、ほぼ $10g_2$ （アンテナ素子数）程度の回数だけ直列処理する必要があり、結果として演算時間が長くなる。

【0150】<実施例3>図16は本発明に係る第3の実施例の自動ビーム捕捉追尾装置の受信部の一部を示すブロック図である。この第3の実施例においては、各アンテナ素子の受信信号を2次元の高速フーリエ変換（FFT）又は離散フーリエ変換（DFT）によるマルチビーム形成回路90に入力し、得られた複数M個のビーム信号BE-1乃至BE-Mの中から、ビーム選択回路91により信号強度すなわちビーム電界値の二乗和の最も大きいビーム信号から信号強度が大きい順番に、所定の複数L個のビーム信号BES-1乃至BES-Lを選択した後、それら複数のビーム信号BES-1乃至BES-Lの間で振幅位相差補正回路PCA-1乃至PCA-(L-1)によって振幅位相差補正処理を行い、そして同相合成器92によって同相合成（最大比合成）を行う。その結果として、アレーアンテナは到来ビームに対する捕捉追尾を行うことを特徴としている。

【0151】図16において、マルチビーム形成回路90は、各準同期検波回路QD-1乃至QD-Nからの受信直交ベースバンド信号Ii, Qi ($i = 1, 2, \dots, N$)と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数M個のビーム信号の各主ビームの方向を表わす方向ベクトル d_m と、受信信号の受信周波数frとに基づいて、複数M個のビームからなるマルチビームの各ビーム電界値 E_{Im} 及び E_{Qm} ($m = 1, 2, \dots, M$)を演算して、ビーム電界値 E_{Im} 及び E_{Qm} を有するビーム信号をビーム選択回路91に出力する。すなわち、希望波の到来方向に対応し、形成すべきマルチビームの各ビームの複数M個の方向が予め決められ、これらの方向は所定の原点から見た

ときの方向ベクトル d_1, d_2, \dots, d_M (以下、代表して符号 d_m を付す。) で表される。ここで、Mは、アーランテナ 1 を用いて希望波を受信することができるよう設定される方向ベクトル d_m の数であって、好ましくは 4 以上であってかつアンテナ素子 A 1 乃至 A N の数 N 以下の数である。また、アーランテナ 1 の各アンテナ素子 A 1 乃至 A n の位置ベクトル r_1, r_2, \dots, r_N (以下、代表して符号 r_n を付す。) が上記所定の原点

$$E I_n = \sum_{n=1}^N \exp [j(a_{mn})] \cdot I_n, m=1, 2, \dots, M$$

【数 3 3】

$$E Q_n = \sum_{n=1}^N \exp [j(a_{mn})] \cdot Q_n, m=1, 2, \dots, M$$

ここで、

【数 3 4】 $a_{mn} = - (2\pi \cdot f r / c) \cdot (d_m \cdot r_n)$
 【0 1 5 3】 ここで、c は光速であり、 $(d_m \cdot r_n)$ は方向ベクトル d_m と位置ベクトル r_n との内積である。従って、位相 a_{mn} はスカラー量である。

【0 1 5 4】 次いで、ビーム選択回路 9 1 は、マルチビーム形成回路 9 0 から出力されるビーム信号 B E - 1 乃至 B E - M の各複数 M 個のビーム電界値 $E I_m$ 及び $E Q_m$ の二乗和 $E I_m^2 + E Q_m^2$ ($m = 1, 2, \dots, M$) を計算して、当該ビーム電界値の二乗和の最も大きいビーム信号から大きい順番に、より大きなビーム電界値の二乗和を有する所定の複数 L 個のビーム信号 B E S - 1 乃至 B E S - L を選択した後、それら複数のビーム信号 B E S - 1 乃至 B E S - L を同相合成器 9 2 及び (L - 1) 個の振幅位相差補正回路 P C A - 1 乃至 P C A - (L - 1) に出力する。ここで、L は上記複数 M 以下の自然数であって予め決められる。なお、ビーム選択回路 9 1 は、受信信号のレベルが極めて低く S/N の劣悪な受信信号を除去するために設けられる。また、上記の演算においては、ビーム電界値の二乗和を計算しているが、本発明はこれに限らず、ビーム電界値の絶対値に対応するビーム電界値の二乗和の平方根を計算するようにしてもよい。

【0 1 5 5】 基準のビーム信号となる最大のビーム電界値の二乗和を有するビーム信号 B E S - 1 の直交ベースバンド信号は同相合成器 9 2 及び振幅位相差補正回路 P C A - 1 に入力され、2 番目に大きなビーム電界値の二乗和を有するビーム信号 B E S - 2 の直交ベースバンド信号は振幅位相差補正回路 P C A - 1 に入力され、3 番目に大きなビーム電界値の二乗和を有するビーム信号 B E S - 3 の直交ベースバンド信号は振幅位相差補正回路 P C A - 2 に入力され、以下同様にして、L 番目に大きなビーム電界値の二乗和を有するビーム信号 B E S - L の直交ベースバンド信号は振幅位相差補正回路 P C A - (L - 1) に入力される。ここで、振幅位相差補正回路

から見たときの方向ベクトルとして予め決められる。そして、マルチビーム形成回路 9 0 は次の数 3 2 及び数 3 3 を用いて、それぞれ合成電界で表された上記各方向ベクトル d_n に対応する複数 2 N 個のビーム電界値 $E I_n$ 及び $E Q_n$ を演算して、ビーム電界値 $E I_n$ 及び $E Q_n$ を有するビーム信号をビーム選択回路 9 1 に出力する。

【0 1 5 2】

【数 3 2】

P C A - s ($s = 1, 2, \dots, L - 1$) は第 2 の実施例における図 1 6 の振幅位相差補正回路 P C A - s と同様に構成される。

【0 1 5 6】 第 3 の実施例において、振幅位相差補正回路 P C A - 1 は、基準の最大ビーム信号 B E S - 1 の直交ベースバンド信号及び雑音除去のための所定のフィルタを用いてこれら 2 つのビーム信号を同相化するための変換行列要素を計算し、計算した変換行列要素を含む変換行列に基づいてこれら 2 つのビーム信号のベースバンド信号が同相となるように位相差補正し、すなわち移相し、かつ第 1 の実施例の振幅補正部 4 5 と同様に、上記計算した受信信号強度に比例した増幅利得で重み付けを行うことによって振幅位相差補正処理を実行し、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器 9 2 に出力する。また、振幅位相差補正回路 P C A - 2 は、基準の最大ビーム信号 B E S - 1 の直交ベースバンド信号とビーム信号 B E S - 3 の直交ベースバンド信号とを用いて、振幅位相差補正回路 P C A - 1 と同様に、振幅位相差補正処理を実行して、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器 9 2 に出力する。以下、同様にして、振幅位相差補正回路 P C A - (L - 1) は、基準の最大ビーム信号 B E S - 1 の直交ベースバンド信号とビーム信号 B E S - L の直交ベースバンド信号とを用いて、振幅位相差補正回路 P C A - 1 と同様に、振幅位相差補正処理を実行して、当該処理後のベースバンド信号を同相合成器 9 2 に出力する。同相合成器 9 2 は、入力される複数 L 個のベースバンド信号を各チャンネル毎に同相合成して、復調器 5 に出力する。

【0 1 5 7】 第 3 の実施例においては、最も信号強度の大きいビーム信号の位相に他の全ての選択されたビーム信号の位相を合わせる構成となっている。すなわち、最も信号強度の大きいビーム信号を基準の受信信号として用いて、これを基準として他の選択されたビーム信号の位相を補正している。この第 3 の実施例では、振幅位相差補正及び同相合成の演算はそれぞれ、「(選択したビ

ーム数L) - 1」回ずつで済むが、マルチビーム形成回路90及びビーム選択回路91を追加する必要がある。

【0158】以上の第3の実施例の振幅位相差補正回路PCA-sにおいて、図17の振幅位相差補正回路PCA-1乃至PCA-(L-1)において、同相化のための変換行列を用いる変換演算を数22及び数30を用いて行うように構成した場合、図16の位相差補正部44aと振幅補正部45とを一体化することができる。この一体化された構成では、同相化のための位相差補正と振幅補正を同時に行うことができ、これによって、アレー アンテナ1によって受信された複数の受信信号を最大比合成しつつ振幅補正して、合成された1つの受信信号を出力することができる。また、第3の実施例の変形例として、第1の実施例の処理と同様に、以下のように構成してもよい。位相差推定部40aは、2つのアンテナ素子i及びjに関する直交ベースバンド信号I_i, Q_i及びI_j, Q_jに基づいて2つのアンテナ素子i, jで受信された受信信号の瞬時位相差δ_{i,j}を数7を用いて推定し、かつ雑音除去して、雑音除去後の推定位相差δ_{c,i,j}(数8参照)を位相差補正部44aに出力する。次いで、位相差補正部44aは、位相差補正部40aから入力されるδ_{c,i,j}に基づいて遅延バッファ43から入力される直交ベースバンド信号を当該推定位相差δ_{c,i,j}だけ移相することによって位相差を補正して振幅補正部45に出力する。

【0159】第3の実施例の利点は、第1及び第2の実施例に比較して以下の通りである。第1及び第2の実施例ではアレー アンテナを構成するアンテナ素子の数が増えるほど1素子当たりの受信信号対雑音電力比が小さくなり、位相差補正の精度が劣化するためアンテナ素子数には上限があるのでに対し、第3の実施例ではマルチビーム形成回路90及びビーム選択回路91により受信信号対雑音電力比の高いビームを形成しておいてから振幅位相差補正を行うため、各アンテナ素子毎の受信信号対雑音電力比が低くても位相差補正の精度への影響はなく、原理的にアンテナ素子数の上限がないことである。また、強い干渉波等が別の方向から到来した場合、第1及び第2の実施例ではそれらも全て合成しようとするため、合成受信信号が歪みを受けたり指向性が乱されたりするが、第3の実施例ではビーム選択によりこれらをある程度空間的に分離するため、これら干渉波の影響を受けにくい。ただし、第1及び第2の実施例では全てのアンテナ素子から入力される受信信号を有効に使って、常に到来ビームの方向が最大利得になるようにビーム形成を行うため、到来信号ビーム方向が変化する場合でも最大利得を保持したままで追尾動作を行うのに対し、第3の実施例では選択するビーム数が少ないとビーム選択を行う時点で電力の損失があり、到来信号ビームの方向が変化するとその方向によって利得に起伏が生じるという問題がある。

【0160】

【発明の効果】以上詳述したように本発明によれば、所定の配置形状で近接して並置された複数のアンテナ素子からなるアレー アンテナを制御するためのアレー アンテナの制御方法において、上記アレー アンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号をそれぞれ共通の局部発振信号を用いて互いに直交する各2つの直交ベースバンド信号に変換し、上記複数のアンテナ素子のうち各2つのアンテナ素子間の受信信号の同相化のための変換行列をそれぞれ、互いに直交する所定の第1の軸と第2の軸とを用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の正弦値と各振幅値の積に比例する上記第2の軸上の第2のデータと上記各2つのアンテナ素子間の受信信号の位相差の余弦値と各振幅値の積に比例する上記第1の軸上の第1のデータとを用いた2×2の変換行列で表し、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算し、上記計算された第1のデータと第2のデータとをそれぞれ所定の伝達関数を有する雑音抑圧用フィルタに通過させてろ波させた後、上記ろ波された第1のデータと上記ろ波された第2のデータとに基づいて上記変換行列の要素を計算し、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて、上記各2つのアンテナ素子間の受信信号を同相化し、上記同相化された複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する。

【0161】従って、本発明は、以下の特有の効果を有する。

(1) 第2の従来例のようにフィードバックループを含まないため、1つのアンテナ素子当たりの受信搬送波電力対雑音電力比C/Nが比較的低い場合においても、特別な方向センサや相手局の位置情報等を用いることなく無線信号の到来信号ビームを自動的かつ高速に捕捉することができ、障害物等による信号ビームの瞬断が発生しても失うデータを最小限に抑えることができる。また、パケット通信などバーストモードの通信方式においてもブリーアンブル長を短くすることができる。さらに、例えば通信データで変調された受信信号を直接利用することができるため、位相制御を行うための特別なトレーニング信号や参照信号を必要とせず、システム構成を簡単化することができる。

(2) 第2の従来例のようにフィードバックループを含まないため、1つのアンテナ素子当たりの搬送波電力対雑音電力比C/Nが比較的低い場合でしかも到来信号ビーム方向が高速に変化する場合においても位相スリップを発生することなく、また第1の従来例のように方位センサを持たないため周囲の磁力線の乱れなどによる外乱の影響や追尾誤差の蓄積などもなく、無線信号の到来信号ビームを高精度かつ安定に追尾することができ、例えば移動中における通信品質を高めることができる。また、自局が移動する場合のみでなく、相手局が移動する

場合でも相手局の位置に関する特別な情報なしに追尾することができる。さらに、パケット通信などバーストモードの通信方式の場合、トレーニング信号（ブリアンブル）を利用する追尾方式ではバースト途中での到来ビーム方向の変化には追従することができないが、本制御装置では例えば通信データで変調された受信信号を直接利用することができるため、バースト途中においてもリアルタイムで追従可能である。

【0162】また、上記アレーアンテナの配置形状に基づいて、上記計算された補正位相量を上記配置形状の面に回帰せしめるように上記計算された補正位相量を回帰補正し、上記回帰補正された各補正位相量に基づいて上記複数の受信信号を上記各補正位相量だけ移相したので、アレーアンテナの空間的な情報を有効に利用することができるため、アンテナ素子数が多い場合に問題となる1つのアンテナ素子当たりの搬送波電力対雑音電力比C/Nの低下の影響を抑えることができ、追尾特性及び通信品質の劣化を防ぐことができる。

【0163】さらに、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力するときに、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の信号のうちの各2つの受信信号のうちの1つの受信信号を他方の受信信号に同相となるように変換し、上記変換しない受信信号と上記変換した受信信号との組である各2つの受信信号を同相合成し、上記計算、変換及び同相合成の処理を上記同相合成後の受信信号が1つになるまで繰り返すことにより、同相合成された1つの受信信号を出力する。すなわち、隣接アンテナ素子間の位相差を積算することなく先にその2素子系統間で同相合成を行ってしまうため、仮に一部受信レベルの低いまたは不具合のあるアンテナ素子があったとしても、このことが他のアンテナ素子系統における同相合成に影響を及ぼすことを防止することができる。このため、アンテナ素子及びそれに接続される回路装置の故障等に強いといえる。

【0164】また、上記変換された各2つの直交ベースバンド信号に基づいて上記第1のデータと上記第2のデータとを計算する直前に、上記アレーアンテナの各アンテナ素子でそれぞれ受信された複数の受信信号と、希望波を所定の放射角度の範囲で受信できるように予め決められた形成すべき所定の複数個のビームの各主ビームの方向と、上記受信信号の受信周波数に基づいて、上記複数個のビーム電界値を演算して上記各ビーム電界値をそれぞれ有する複数のビーム信号を出力し、上記出力した複数のビーム信号の中で最大のビーム電界値を有するビーム信号を含むより大きなビーム電界値を有する所定数のビーム信号を選択し、上記最大のビーム電界値を有するビーム信号を基準の受信信号とし、上記計算された変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記基準の受信信号に他の選択された複数の受信信号を同相化し、上記複数の受信信号を同相合成して受信信号を出力する。す

なわち、マルチビーム形成及びビーム選択により受信信号対雑音電力比の高いビーム信号を形成しておいてから位相差の補正を行うため、各アンテナ素子毎の受信信号対雑音電力比が低くても位相差の補正の精度への影響はなく、原理的にアンテナ素子数の上限がないことである。また、強い干渉波等が別の方向から到来した場合、ビーム選択によりこれらをある程度空間的に分離するため、これら干渉波の影響を受けにくいという利点がある。

【0165】さらに、上記同相合成する直前に、上記複数の受信信号の信号レベルにそれぞれ比例する複数の利得でそれぞれ上記複数の受信信号を增幅することによって振幅補正又は自動的な振幅補正がなされるので、信号品質の劣化した受信信号の同相合成における寄与率が下がるため、障害物等によるシャドウイングや建物等からの反射によるフェージングなどにより各アンテナ素子間で受信信号強度に差が生じても、同相合成後の信号対雑音電力比の低下を抑えることができ、通信品質の劣化を防ぐことができる。

【0166】また、上記第1のデータと上記第2のデータを直接に上記変換行列の要素として表して上記変換行列の要素を計算する。もしくは、さらに、上記計算した変換行列の要素を含む変換行列を用いて上記複数の受信信号のうちの所定の1つの受信信号を除く他の複数の受信信号を上記所定の1つの受信信号に同相化し、上記所定の1つの受信信号と上記同相化された複数の受信信号とを同相合成して受信信号を出力する。これによって、同相化するときの用いる変換行列の要素の計算が極めて簡単となって、回路構成が簡単となり、当該制御装置を小型・軽量化することができる。

【0167】さらに、送信信号を複数の送信信号に同相分配し、上記複数の送信信号を、上記計算された各補正位相量又は上記回帰補正された各補正位相量だけ移相してそれぞれ上記複数のアンテナ素子から送信するので、自動的に送信ビームを到来ビームの方向に向けることが可能であるため、送信アンテナ用ビーム形成装置を簡単に構成できる。

【0168】さらには、本発明は以下の特有の効果を有する。

(1) アンテナ素子の配列間隔が等間隔か非等間隔か、又はアンテナ面が平面か曲面かに関わらず上記動作が可能であるため、アンテナ素子の配置の自由度が大きく移動体の形状に合わせたアレーアンテナの構成が可能である。

(2) 以上の捕捉追尾はすべて受信信号のデジタル信号処理などの信号処理によって行うため、アンテナ素子数分のマイクロ波移相器や捕捉追尾のためのセンサ類もしくは機械駆動のためのモーター等が不要となり、当該制御装置を小型化かつ低価格化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る第1の実施例である通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置の受信部を示すブロック図である。

【図2】 図1の自動ビーム捕捉追尾装置の送信部のブロック図である。

【図3】 図1の振幅位相差補正回路のブロック図である。

【図4】 図3の位相差推定部に含まれるトランスバーサルフィルタのブロック図である。

【図5】 (a)はアレーアンテナの各アンテナ素子のための第1の方法における補正位相量の計算の順番を示す各アンテナ素子の正面図であり、(b)はアレーアンテナの各アンテナ素子のための第2の方法における補正位相量の計算の順番を示す各アンテナ素子の正面図である。

【図6】 アレーアンテナの各アンテナ素子のための第3の方法における補正位相量の計算の順番を示す各アンテナ素子の正面図である。

【図7】 到来ビームと各アンテナ素子との関係を示す概要図及び各アンテナ素子の位置と位相量との関係を示すグラフである。

【図8】 図1の自動ビーム捕捉追尾装置において到来信号ビーム方向を90度／秒のビーム回転速度で回転したときの信号到来方向のアンテナ相対利得の時間変化を、Iチャンネルの復調ベースバンド信号とともに示すグラフである。

【図9】 図8と同一の条件のもとでのビーム捕捉時ににおけるアンテナパターンの時間変化を示すグラフである。

【図10】 図8と同一の条件のもとで、到来信号ビーム方向を90度／秒のビーム回転速度で回転したときのアンテナパターンの変化を示すグラフである。

【図11】 図1の自動ビーム捕捉追尾装置においてバッファサイズBuf fをパラメータとしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対するビーム捕捉時間に対応する捕捉までの通算サンプリング回数を示すグラフである。

【図12】 図1の自動ビーム捕捉追尾装置においてバッファサイズBuf fをパラメータとしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対する追尾特性を示すグラフである。

【図13】 図1の自動ビーム捕捉追尾装置において演算周期Top rをパラメータにしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対する精捕捉と粗捕捉のときの追尾特性を示すグラフである。

【図14】 図1の自動ビーム捕捉追尾装置において演

算周期Top rをパラメータにしたときの搬送波電力対雑音電力比C/Nに対する追尾特性を示すグラフである。

【図15】 本発明に係る第2の実施例である通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置の受信部の一部を示すブロック図である。

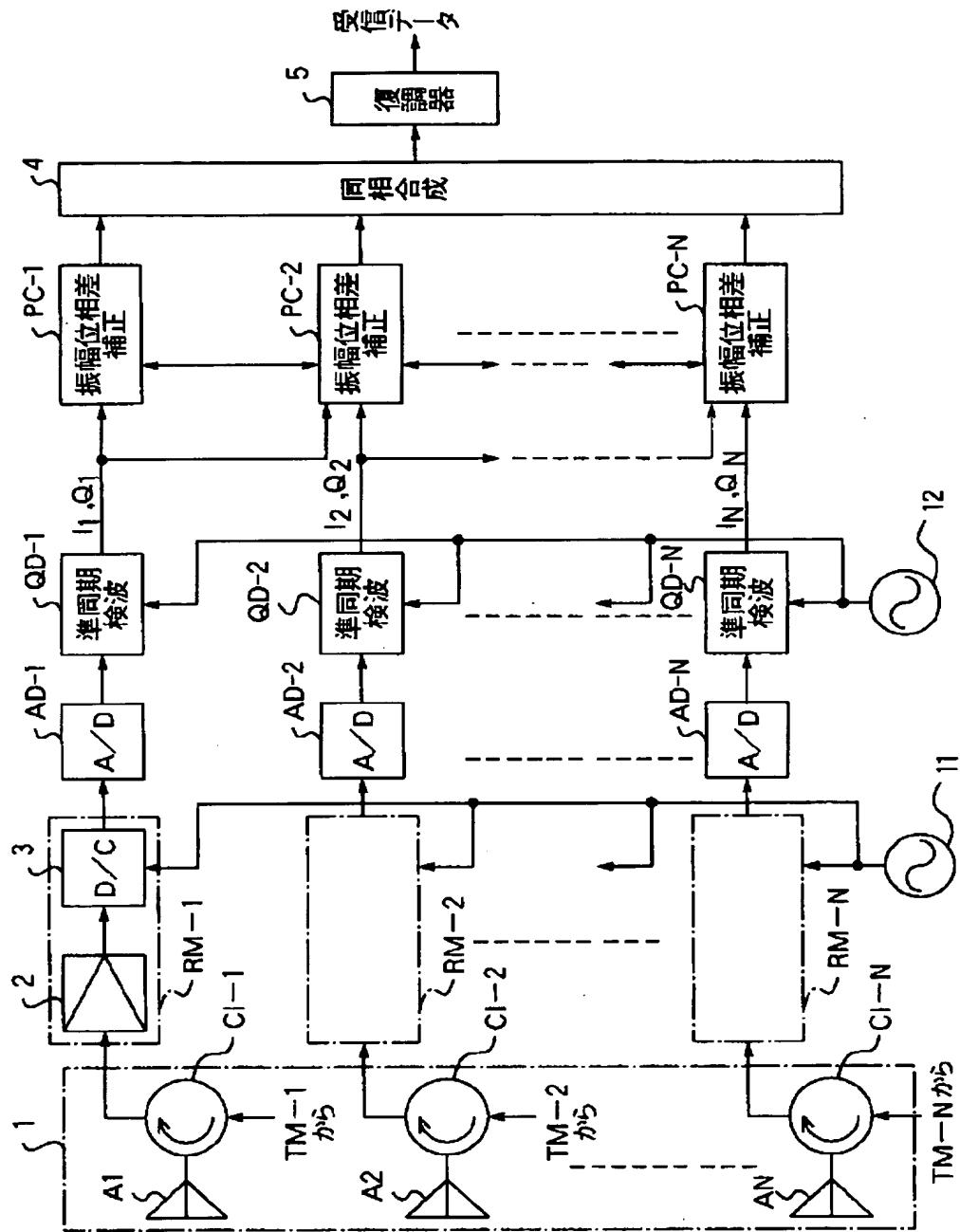
【図16】 図15の振幅位相差補正回路のブロック図である。

【図17】 本発明に係る第3の実施例である通信用アレーアンテナの自動ビーム捕捉追尾装置の受信部の一部を示すブロック図である。

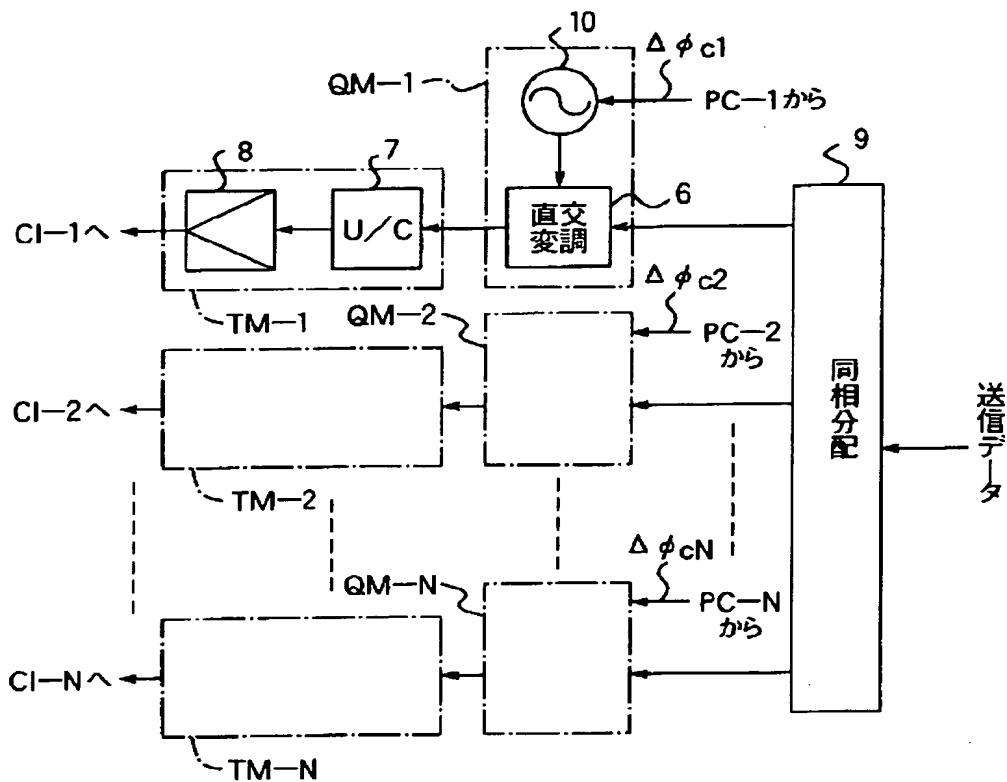
【符号の説明】

- 1…アレーアンテナ、
- 2…低雑音増幅器、
- 3…ダウンコンバータ、
- 4…同相合成器、
- 5…復調器、
- 6…直交変調器、
- 7…アップコンータ、
- 8…送信電力増幅器、
- 9…同相分配器、
- 10…送信局部発振器、
- 11…第1局部発振器、
- 12…第2局部発振器、
- 40, 40a…位相差推定部、
- 41…加算器、
- 42…最小2乗回帰補正部、
- 43…遅延バッファメモリ、
- 44, 44a…位相差補正部、
- 45…振幅補正部、
- 51乃至56…遅延回路、
- 60乃至66…タップ係数乗算器、
- 70…加算器、
- 81乃至88…同相合成器、
- 90…マルチビーム形成回路、
- 91…ビーム選択回路、
- 92…同相合成器、
- A1乃至AN…アンテナ素子、
- C1-1乃至CI-N…サーチューレータ、
- RM-1乃至RM-N…受信モジュール、
- AD-1乃至AD-N…A/D変換器、
- QD-1乃至QD-N…準同期検波回路、
- PC-1乃至PC-N, PCA-1乃至PCA-8…振幅位相差補正回路、
- QM-1乃至QM-N…直交変調回路、
- TM-1乃至TM-N…送信モジュール。

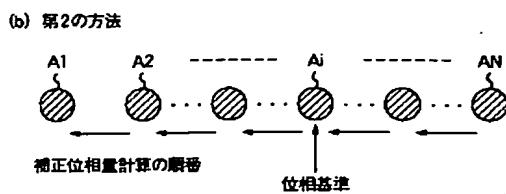
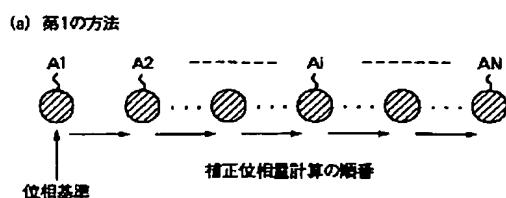
【図1】



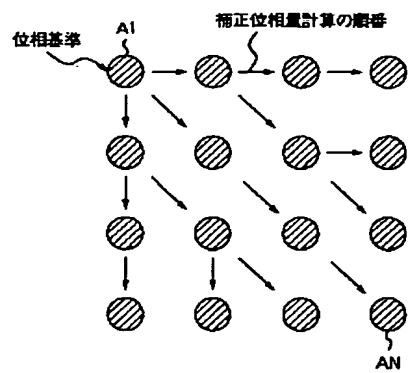
【図2】



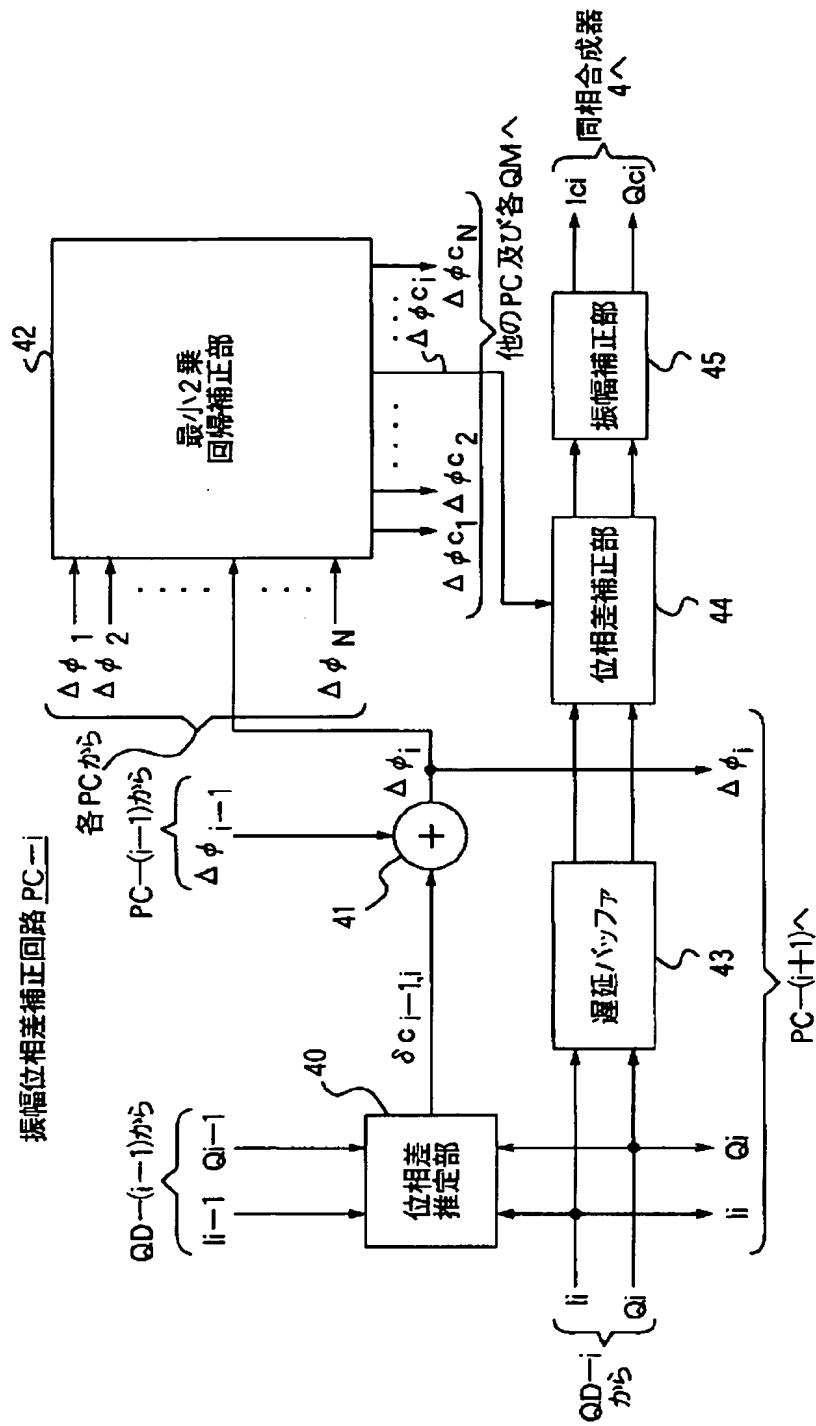
【図5】



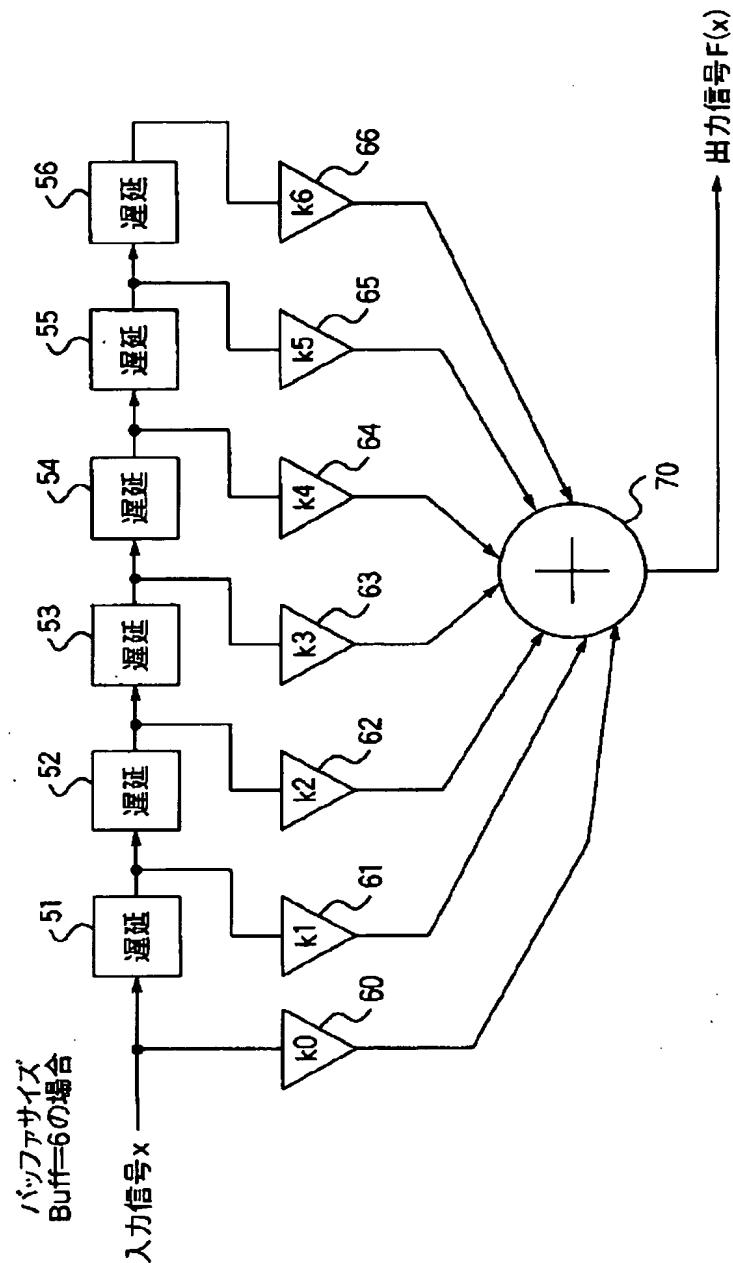
【図6】



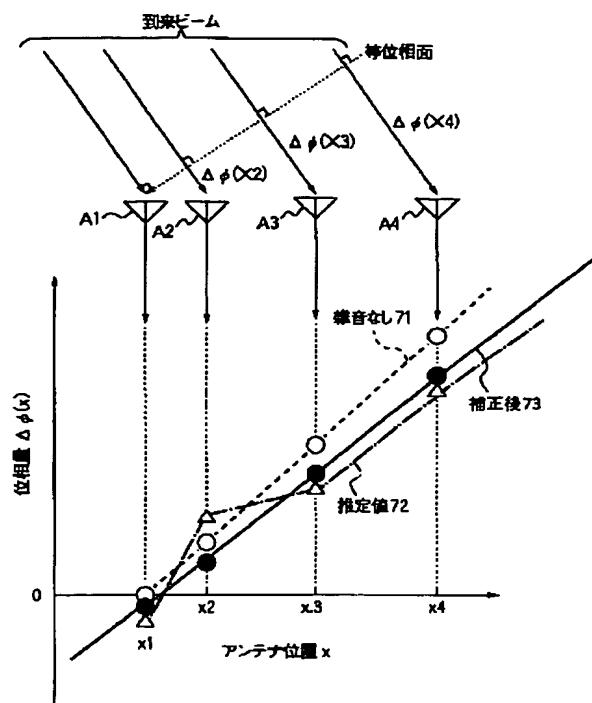
【図3】



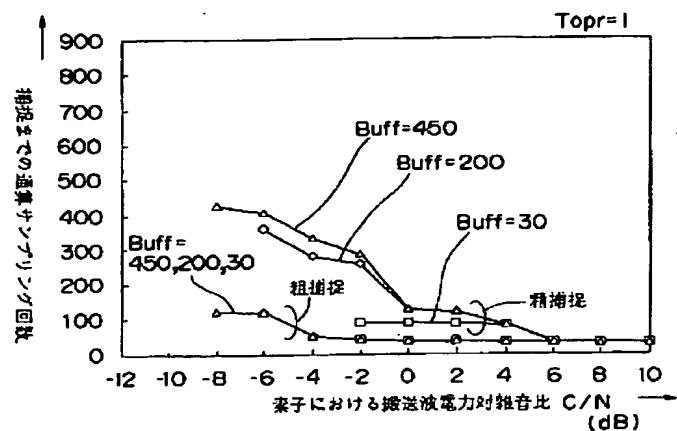
【図4】



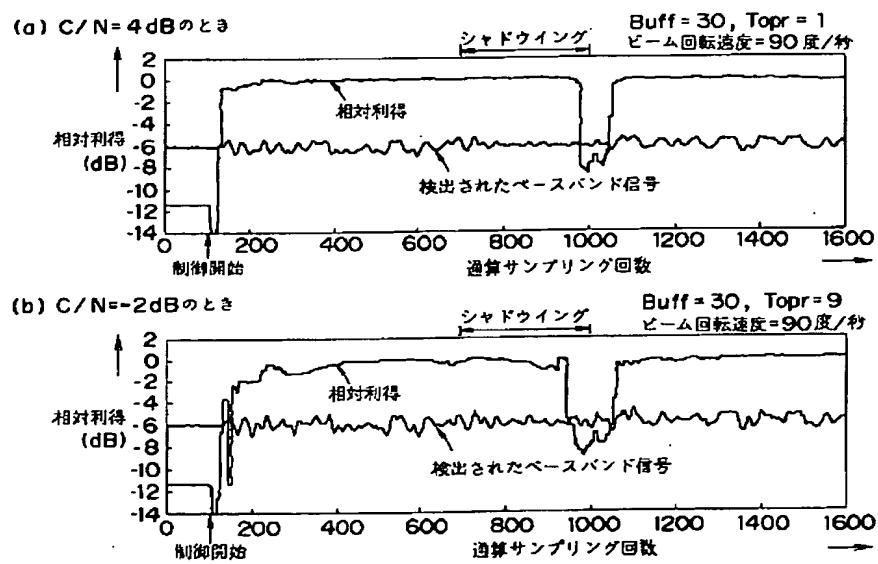
【図7】



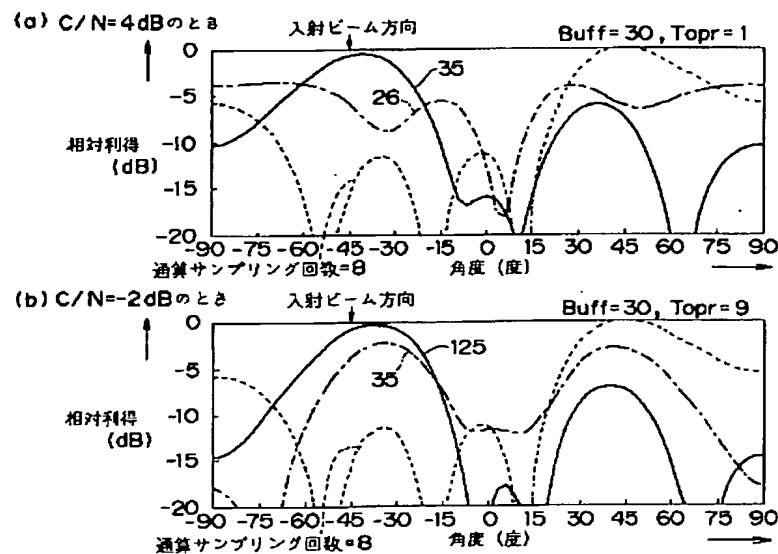
【図11】



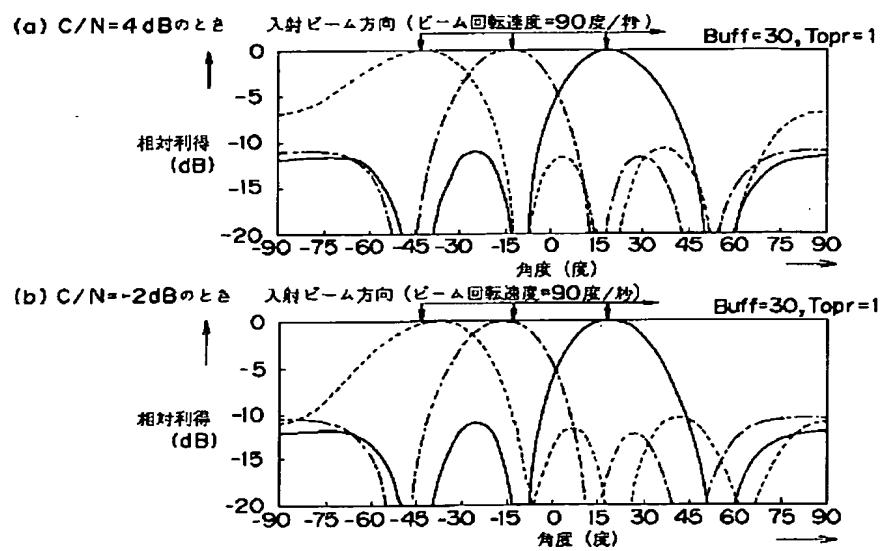
【図8】



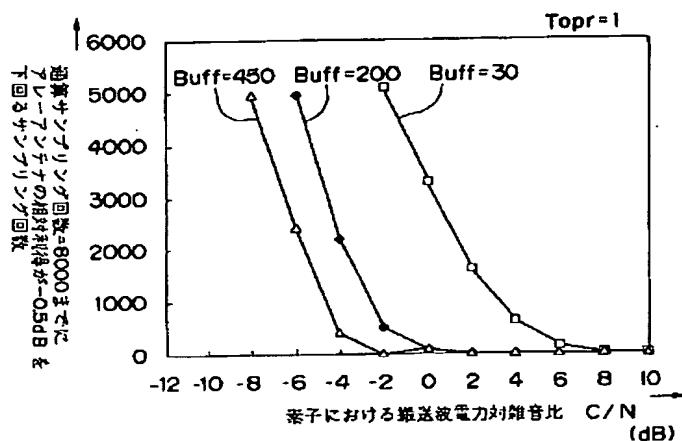
【図9】



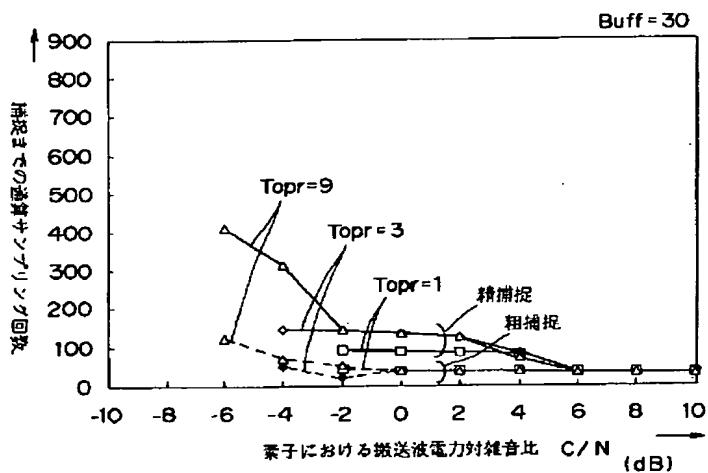
【図10】



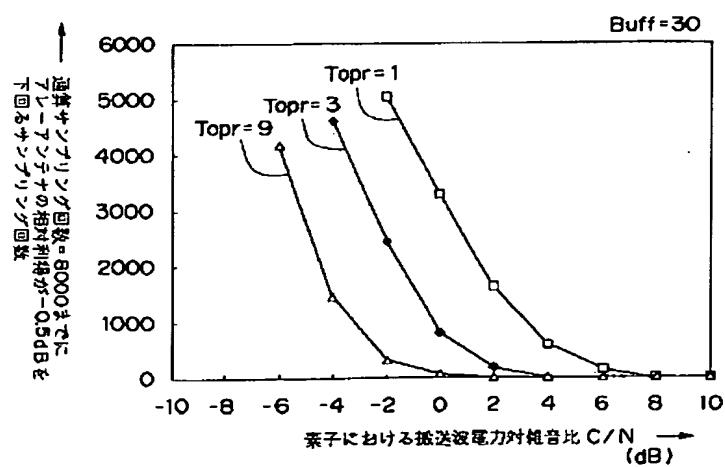
【図12】



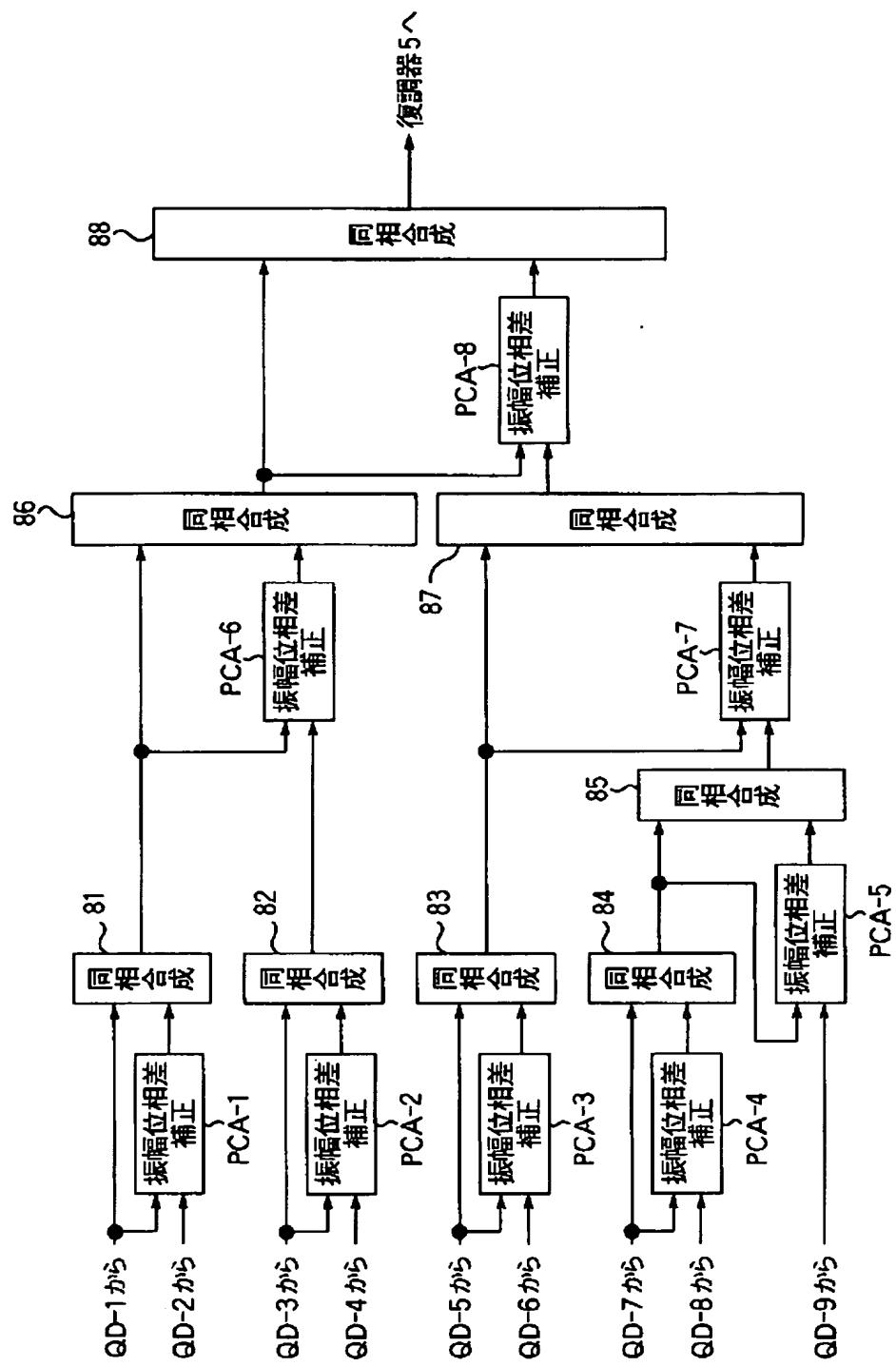
【図13】



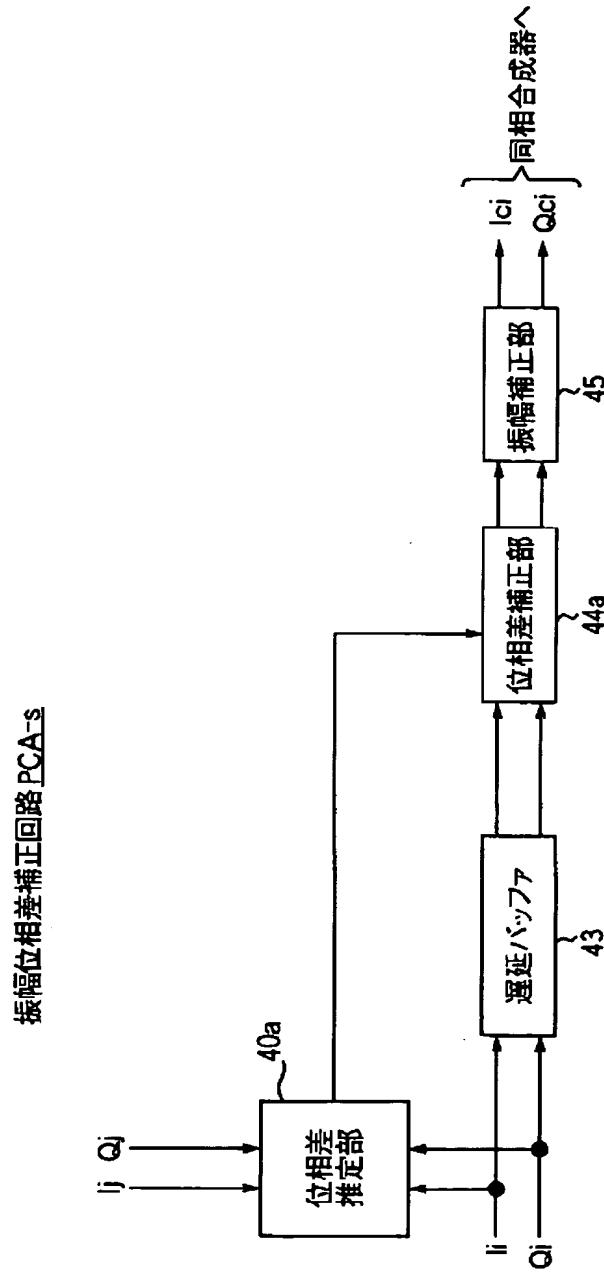
【図14】



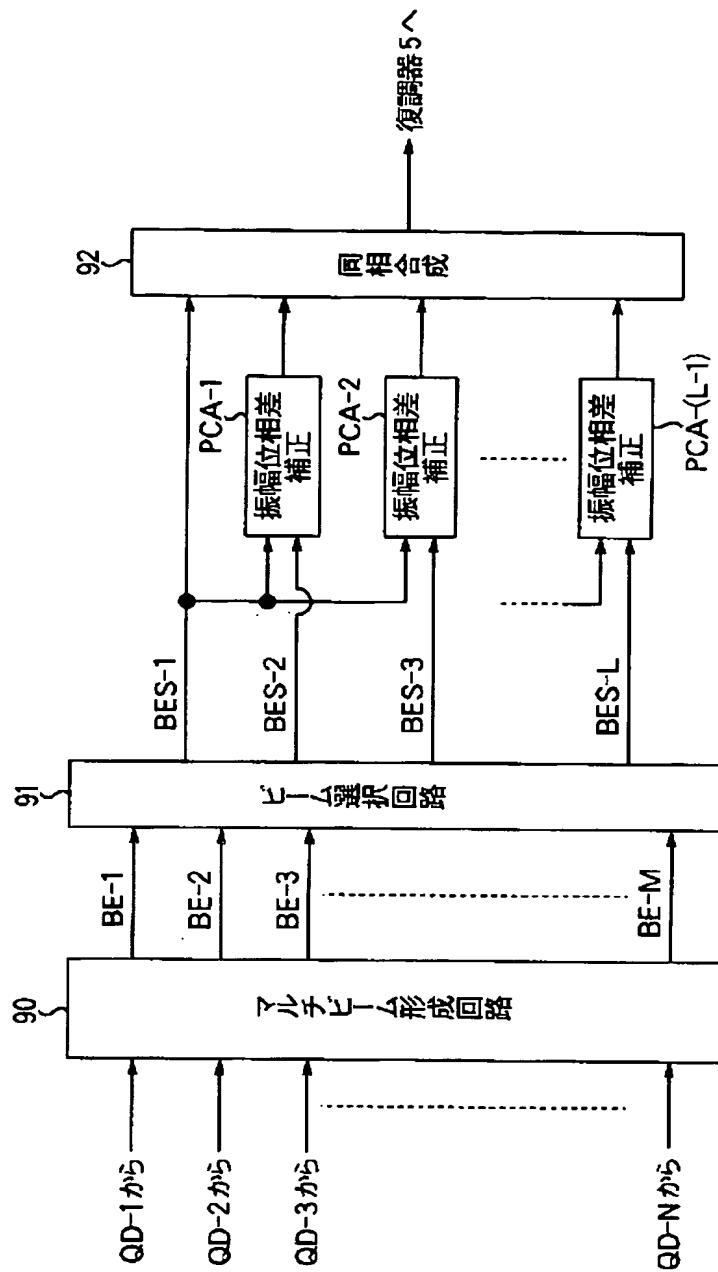
【図15】



【図16】



【図17】



フロントページの続き

(72)発明者 千葉 勇

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
 番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波
 通信研究所内

(72)発明者 田中 豊久

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
 番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波
 通信研究所内

(72)発明者 唐沢 好男
京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5
番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波
通信研究所内